



**Universidade Estadual de Campinas**  
**Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação**  
**Departamento de Sistemas e Controle de Energia**  
**Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica**

# **Conversores para Alimentação de Células Geradoras de Ozônio**

**Autor: Jakson Paulo Bonaldo**

**Orientador: José Antenor Pomilio**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **Comissão Examinadora**

**Prof. Dr. José Antenor Pomilio .....FEEC/UNICAMP**

**Prof. Dr. José Renes Pinheiro .....DELC/UFSM**

**Prof. Dr. Cesar José Bonjuani Pagan .....FEEC/UNICAMP**

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA DA ÁREA DE  
ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

|      |  |
|------|--|
| B64c | <p>Bonaldo, Jakson Paulo</p> <p>Conversores para alimentação de células geradoras de ozônio / Jakson Paulo Bonaldo. -- Campinas, SP: [s.n.], 2010.</p> <p>Orientador: José Antenor Pomilio.</p> <p>Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Eletrônica de potência. 2. Ozônio. 3. Circuitos elétricos. 4. Processamento de sinais. I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p> |
|------|--|

Título em Inglês: Power converter feeding ozone generation cells

Palavras-chave em Inglês: Power electronics, Ozone, Electrical circuits, Signal processing

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Renes Pinheiro, Cesar José Bonjuani Pagan

Data da defesa: 15/04/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

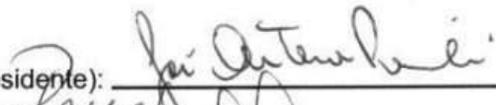
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Jakson Paulo Bonaldo

**Data da Defesa:** 15 de abril de 2010

**Título da Tese:** "Conversores para Alimentação de Células Geradoras de Ozônio"

Prof. Dr. José Antenor Pomílio (Presidente):



Prof. Dr. José Renes Pinheiro:



Prof. Dr. Cesar José Bonjuani Pagan:



*Dedico este trabalho aos  
meus pais Magali e Eraldo Bonaldo*

# Agradecimentos

Dentre as muitas pessoas que me apóiam constantemente, não posso deixar de agradecer aos meus queridos pais, Eraldo e Magali, que sempre acreditaram que a maior riqueza deixada para um filho é a educação e o carinho.

Aos meus irmãos Jhonatan e Josiane. Aos meus avós Edmar e Acise Dário pelo suporte financeiro durante os primeiros meses do mestrado.

A Rubia Soares pelo imenso amor, carinho, confiança e amizade. Por encorajar e apoiar minhas decisões. Assim como por compartilhar meus sonhos e, às vezes, por me ajudar a colocar os pés no chão.

Agradeço aos meus grandes amigos Diego Cerutti e Rafael Cardelari por compartilharem e comemorarem comigo as alegrias e também pelo ânimo que me deram durante os momentos difíceis.

Aos professores Mario Kawapara, José Lambert, Haroldo Zattar e, em especial, ao professor e amigo Stilante Manfrin, pelos bons conselhos e exemplos.

Aos colegas de laboratório Fellipe, Sérgio, Rodolfo, Newton pelas conversas esclarecedoras e pelos momentos de descontração.

Ao Dr. Edson Vendrusculo pelos conselhos e esclarecimentos durante as muitas horas de conversa sobre os mais diversos temas da engenharia, que acabaram por despertar interesse e curiosidade por outros temas.

Ao professor Antenor pela confiança e oportunidade, bem como pela orientação segura e pela liberdade, que contei durante o desenvolvimento o trabalho.

À empresa Panozon Ambiental, pelas células, transformadores e apoio durante o desenvolvimento do trabalho.

Ao povo brasileiro trabalhador que, por meio do CNPq e da FAPESP, me concedeu o privilégio de estudar em um centro de pesquisa de excelência, gratuitamente,

# Resumo

Esta dissertação aborda conversores eletrônicos de potência utilizados em processos de produção de ozônio por descarga eletrostática em alta frequência, propondo técnicas para melhorar o desempenho do sistema, bem como aumentar a confiabilidade do mesmo. Uma das técnicas propostas é utilizada para evitar a saturação dos transformadores de alta tensão, por meio da introdução de um controle rápido de corrente. Um controle lento da tensão também é introduzido, visando eliminar níveis médios que possam existir nas tensões, evitando assim a atuação prolongada do controle de corrente.

Com intuito de aumentar a potência do sistema e, conseqüentemente, a geração de ozônio, são realizados estudos baseados em uma topologia de conversores polifásicos. É proposta uma nova técnica de controle para equalizar as potências nas fases do conversor. Discrepâncias nas potências ocorrem devido às diferenças entre os valores dos parâmetros das células geradoras de ozônio e dos transformadores, levando a um desbalanceamento da carga polifásica conectada ao conversor. A técnica de equalização consiste basicamente em aplicar tensões desbalanceadas à carga para compensar o desequilíbrio. Para tanto, é necessário realizar a realimentação de tensões e correntes no primário dos transformadores.

São apresentados estudos, simulações e resultados experimentais para validar as técnicas e topologia propostas. Os resultados obtidos a partir da implementação prática convergem para os resultados obtidos por simulação, indicando que os métodos estudados são viáveis para a aplicação.

# Abstract

This work discusses power electronic converters used in ozone generation by high-frequency electrostatic discharge, suggesting techniques to improve the system performance and increase its reliability. One of the techniques is used to avoid saturation of the high voltage transformer through the introduction of a fast current control. A slow voltage control is introduced too. This control eliminates average levels that may exist under the voltage, thus avoiding the actuation of the current control for long time.

A poly-phase topology is studied in order to increase the power delivered to the load and, consequently, the generation of ozone. A new control technique is proposed to equalize the power among the phases of the converter. Discrepancies in power values, among converter phases, are due to the dispersion of the parameters of the ozone generating cells and transformers, leading to a load imbalance. The equalization technique consists basically on applying unbalanced voltages to the load, in order to compensate the load unbalance. Therefore, it is necessary to perform the feedback voltage and currents on the primary side of transformers.

It is presented studies, as well as, simulations and experimental results to validate the topology and the proposed techniques. The results obtained from the implementation converge to the simulated ones, indicating that the studied methods are feasible for implementation.

# Sumário

|   |             |
|---|-------------|
| <b>LISTA DE FIGURAS .....</b>   | <b>XII</b>  |
| <b>LISTA DE TABELAS.....</b>  | <b>XVI</b>  |
| <b>LISTA DE SÍMBOLOS E ACRONISMOS.....</b>  | <b>XVII</b> |
| <b>CAPÍTULO 1.....</b>  | <b>1</b>    |
| <b>INTRODUÇÃO.....</b>  | <b>1</b>    |
| 1.1. CARACTERÍSTICAS DO OZÔNIO.....   | 1           |
| 1.2. APLICAÇÕES DO OZÔNIO .....   | 2           |
| 1.3. PROCESSO DE PRODUÇÃO DO OZÔNIO .....   | 3           |
| 1.4. ALGUNS CONVERSORES EMPREGADOS PARA A GERAÇÃO DE OZÔNIO .....                     | 5           |
| 1.4.1 “Single-ended” .....  | 5           |
| 1.4.2 “Push-pull” em Corrente .....   | 6           |
| 1.4.3 Ponte Completa em Corrente.....   | 7           |
| 1.4.4 Ponte Completa em Tensão.....   | 8           |
| 1.5. MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS .....   | 9           |
| 1.6. ORGANIZAÇÃO DO TEXTO .....   | 10          |
| <b>CAPÍTULO 2.....</b>  | <b>13</b>   |
| <b>MODELAGEM DA CÉLULA E DO TRANSFORMADOR.....</b>                                    | <b>13</b>   |
| 2.1. MODELAGEM DA CÉLULA GERADORA DE OZÔNIO.....                                      | 13          |
| 2.2. EQUAÇÕES E PARÂMETROS ENVOLVIDOS NA GERAÇÃO DE OZÔNIO .....                      | 15          |
| 2.3. MODELO ELÉTRICO DO TRANSFORMADOR DE ALTA TENSÃO .....                            | 18          |
| 2.4. ENSAIO DO TRANSFORMADOR E DA CARGA .....   | 19          |
| 2.5. CONCLUSÃO .....  | 21          |
| <b>CAPÍTULO 3.....</b>  | <b>23</b>   |
| <b>ESTUDO DE MÉTODOS DE CONTROLE DE POTÊNCIA.....</b>                                 | <b>23</b>   |
| 3.1. MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA.....   | 23          |
| 3.2. REGULAÇÃO DA POTÊNCIA POR PDM.....   | 26          |
| 3.2.1 <i>Série Dupla de Fourier de um sinal modulado por densidade de pulsos.....</i> | <i>28</i>   |
| 3.2.2 <i>Análise do Espectro PDM.....</i>   | <i>37</i>   |
| 3.2.3 <i>Simulação da regulação de potência por PDM.....</i>                          | <i>40</i>   |
| 3.3. CONCLUSÃO .....  | 42          |

|  |           |
|--|-----------|
| <b>CAPÍTULO 4.....</b>   | <b>43</b> |
| <b>IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO EM MALHA ABERTA.....</b> | <b>43</b> |
| 4.1.    CIRCUITOS DE POTÊNCIA.....                                   | 43        |
| 4.2.    CIRCUITO DE CONTROLE .....                                   | 44        |
| 4.3.    PROGRAMA PARA REGULAÇÃO DA POTÊNCIA EM MALHA ABERTA .....    | 45        |
| 4.4.    DESCRIÇÃO DA COMUTAÇÃO SUAVE .....                           | 47        |
| 4.5.    RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....                               | 49        |
| 4.6.1    RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA REGULAÇÃO POR FREQUÊNCIA .....  | 50        |
| 4.6.2    RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA REGULAÇÃO POR PDM .....         | 52        |
| 4.6.    CONCLUSÕES.....  | 54        |
| <b>CAPÍTULO 5.....</b>   | <b>55</b> |
| <b>CONTROLE DA SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR.....</b>                   | <b>55</b> |
| 5.1.    VISÃO GERAL DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA SATURAÇÃO.....      | 55        |
| 5.2.    MODULADOR POR LARGURA DE PULSOS .....                        | 58        |
| 5.3.    FILTRO PASSA BAIXA .....                                     | 58        |
| 5.4.    CONTROLE DA CORRENTE .....                                   | 61        |
| 5.5.    CONTROLE DA TENSÃO MÉDIA.....                                | 63        |
| 5.6.    RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÃO.....                        | 64        |
| 5.7.    IMPLEMENTAÇÃO EM BANCADA.....                                | 69        |
| 5.7.1    Características Especiais do DSP TMS320F28335.....          | 69        |
| 5.7.2    Detecção da Violação dos Níveis de Corrente.....            | 70        |
| 5.7.3    Detecção da Comutação Suave.....                            | 70        |
| 5.7.4    Visão Geral do Programa Implementado no DSP.....            | 71        |
| 5.7.5    Formas de Onda do Controle de Corrente .....                | 73        |
| 5.7.6    Resposta Dinâmica do Filtro de Média Móvel .....            | 73        |
| 5.7.7    Resultados Experimentais.....                               | 74        |
| 5.8.    MEDIÇÕES DE POTÊNCIA E RENDIMENTO DO CONVERSOR.....          | 79        |
| 5.9.    CONCLUSÃO .....  | 81        |
| <b>CAPÍTULO 6.....</b>   | <b>83</b> |
| <b>CONVERSOR TRIFÁSICO .....</b>                                     | <b>83</b> |
| 6.1.    INTRODUÇÃO.....  | 83        |
| 6.2.    TÉCNICA DE EQUALIZAÇÃO DAS POTÊNCIAS .....                   | 90        |
| 6.2.1    Síntese das Tensões no Inversor Trifásico .....             | 90        |
| 6.2.2    Tratamento das Potências.....                               | 93        |
| 6.2.3    Algoritmo de Equalização da Potência.....                   | 94        |

|   |   |            |
|---|---|------------|
| 6.3.  | TÉCNICA ANTI-SATURAÇÃO .....                        | 101        |
| 6.4.  | REGULAÇÃO DA POTÊNCIA POR DENSIDADE DE PULSOS ..... | 103        |
| 6.5.  | SIMULAÇÃO DO SISTEMA .....                          | 105        |
| 6.6.  | RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....                      | 108        |
| 6.7.  | CONCLUSÃO .....                                     | 113        |
| <b>CAPÍTULO 7.....</b>  |   | <b>115</b> |
| <b>CONCLUSÕES.....</b>  |   | <b>115</b> |
| <b>ANEXO A – CÓDIGO FONTE DO PROGRAMA IMPLEMENTADO NO DSP .....</b> |   | <b>118</b> |
| <b>ANEXO B – DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS.....</b>          |   | <b>143</b> |
| <b>REFERÊNCIAS.....</b>   |   | <b>147</b> |

# Lista de Figuras

|  |    |
|--|----|
| FIG. 1.1 – FÓRMULA ESTRUTURAL DO OZÔNIO.....   | 1  |
| FIG. 1.2 – VISÃO EM CORTE DA CÉLULA GERADORA DE OZÔNIO.....  | 4  |
| FIG. 1.3 – RELAÇÃO ENTRE POTÊNCIA DE SAÍDA DO CONVERSOR E PRODUÇÃO DE OZÔNIO [4]. .....            | 4  |
| FIGURA 1.4 - DIAGRAMA DE BLOCOS CONTENDO VCC + CONVERSOR + TRAFÓ + CÉLULA GERADORA DE OZÔNIO. .... | 5  |
| FIGURA. 1.5 – TOPOLOGIA SINGLE-ENDED. ....   | 6  |
| FIGURA. 1.6 – TOPOLOGIA PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE. ....                                     | 6  |
| FIGURA. 1.7 – TOPOLOGIA PONTE H EM CORRENTE. ....  | 7  |
| FIGURA. 1.8 - TOPOLOGIA PONTE H EM TENSÃO. ....  | 8  |
| FIGURA 2.1 – CIRCUITO EQUIVALENTE DA CÉLULA GERADORA DE OZÔNIO. ....                               | 13 |
| FIGURA 2.2 – CIRCUITO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DA CÉLULA GERADORA DE OZÔNIO. ....                     | 14 |
| FIGURA 2.3 – ESTRUTURA DA CÉLULA GERADORA DE OZÔNIO .....  | 15 |
| FIGURA 2.4 – MODELO ELÉTRICO DO TRANSFORMADOR.....   | 18 |
| FIGURA 2.5 – MÓDULO DA IMPEDÂNCIA DO TRANSFORMADOR COM CARGA VERSUS FREQUÊNCIA.....                | 20 |
| FIGURA 2.6 - GANHO DE TENSÃO DO TRANSFORMADOR COM CARGA VERSUS FREQUÊNCIA. ....                    | 20 |
| FIGURA 3.1 – ESQUEMA ELÉTRICO DA REGULAÇÃO EM FREQUÊNCIA.....                                      | 24 |
| FIGURA 3.2 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA CARGA PARA REGULAÇÃO POR FREQUÊNCIA.....       | 24 |
| FIGURA 3.3 – DETALHE DA FIGURA 3.2.....  | 25 |
| FIGURA 3.4 – POTÊNCIA DE SAÍDA DO INVERSOR VERSUS FREQUÊNCIA – SIMULAÇÃO. ....                     | 26 |
| FIGURA 3.5 – ESTADOS DAS CHAVES OPERANDO EM PDM. ....  | 27 |
| FIGURA 3.6 – PADRÃO DE CHAVEAMENTO DA OPERAÇÃO EM PDM.....   | 28 |
| FIGURA 3.7 – CÉLULA UNITÁRIA PARA ONDA QUADRADA. ....  | 29 |
| FIGURA 3.9 – ESPECTRO DE UMA ONDA PDM COM NÍVEL CC E FORMA DE ONDA MODULADA COM PDM.....           | 34 |
| FIGURA 3.10 – ESPECTRO PDM E ONDA NO TEMPO PARA $\Delta = \pi$ E $\delta = \pi$ .....              | 37 |
| FIGURA 3.11 – ESPECTRO PDM E ONDA NO TEMPO PARA $\Delta = 2\pi \cdot 0,2$ E $\delta = \pi$ .....   | 38 |
| FIGURA 3.12 – ESPECTRO PDM E ONDA NO TEMPO PARA $\Delta = \pi$ E $\delta = 0,35 \cdot 2\pi$ .....  | 39 |
| FIGURA 3.13 – ESPECTRO PDM E ONDA NO TEMPO PARA $\Delta = \pi$ E $\delta = 0,45 \cdot 2\pi$ .....  | 39 |
| FIGURA 3.14 – CIRCUITO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DA REGULAÇÃO PDM. ....                               | 40 |
| FIGURA 3.15 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA CARGA PARA REGULAÇÃO PDM.....                 | 41 |
| FIGURA 3.16 – DETALHE DE UM CICLO PDM DA 3.11. ....  | 41 |
| FIGURA.3.17 – POTÊNCIA DE SAÍDA DO INVERSOR VERSUS DENSIDADE DE PULSOS – SIMULAÇÃO. ....           | 42 |
| FIGURA 4.1 – VISÃO GERAL DO SISTEMA IMPLEMENTADO EM BANCADA. ....                                  | 44 |
| FIGURA 4.2 – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR. ....                         | 45 |

|  |    |
|--|----|
| FIGURA 4.3 – TENSÃO E CORRENTE PARA O CASO DE CARGA INDUTIVA.....  | 47 |
| FIGURA 4.4 – DETALHE DA FIGURA 4.3.....  | 48 |
| FIGURA 4.5 – MONTAGEM EXPERIMENTAL DO CONVERSOR.....   | 49 |
| FIGURA 4.9 – TENSÃO E CORRENTE NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR, OPERANDO A CIMA DA FREQUÊNCIA DE<br>RESSONÂNCIA.....  | 51 |
| FIGURA 4.10 – MEDIDAS DA POTÊNCIA DE SAÍDA COM RELAÇÃO À FREQUÊNCIA DE TRABALHO. ....  | 52 |
| FIGURA 4.11 – TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR NA OPERAÇÃO EM MODO PDM. ....  | 52 |
| FIGURA 4.12 – TENSÃO NO PRIMÁRIO E TENSÃO NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.....  | 52 |
| FIGURA 4.13 – DETALHE DA TENSÃO NO SECUNDÁRIO QUANDO A TENSÃO DO PRIMÁRIO VAI A ZERO. ....   | 53 |
| FIGURA 4.14 - MEDIDAS DA POTÊNCIA DE SAÍDA COM RELAÇÃO À DENSIDADE DE PULSOS. ....   | 53 |
| FIGURA 5.1 – MODELO DO TRANSFORMADOR COM SATURAÇÃO.....  | 55 |
| FIGURA 5.2 – CURVA DE SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR: A) TRANSFORMADOR NÃO SATURADO; B)<br>TRANSFORMADOR SATURADO COM NÍVEL CC. ....   | 56 |
| FIGURA 5.3 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO CONTROLE PROPOSTO PARA IMPEDIR A SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR..   | 57 |
| FIGURA 5.4 – MODULADOR POR LARGURA DE PULSO. ....  | 58 |
| FIGURA 5.5 – FORMAS DE ONDA DO MODULADOR DE LARGURA DE PULSOS – MLP. ....  | 58 |
| FIGURA 5.6 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO DE MÉDIA MÓVEL. ....   | 59 |
| FIGURA 5.7 – RESPOSTA AO DEGRAU DO FILTRO DE MÉDIA MÓVEL. DE CIMA PARA BAIXO: CORRENTE INSTANTÂNEA,<br>CORRENTE FILTRADA COM FILTRO DE 500 AMOSTRAS E CORRENTE FILTRADA COM FILTRO DE 50 AMOSTRAS. ... | 60 |
| FIGURA 5.8 – DETALHE DAS FORMAS DE ONDA DO FILTRO DE MÉDIA MÓVEL COM 500 AMOSTRAS APLICADO A UMA<br>ONDA MODULADA POR DENSIDADE DE PULSOS.....   | 60 |
| FIGURA 5.9 - CIRCUITO DE CONTROLE DE CORRENTE.....   | 61 |
| FIGURA 5.10 – FORMAS DE ONDA DO CONTROLE DE CORRENTE.....  | 62 |
| FIGURA 5.11 – RESPOSTA DO CONTROLADOR DE CORRENTE A UM DEGRAU DE CORRENTE, COM LIMITES PRÉ-<br>AJUSTADOS EM 3 A.....   | 62 |
| FIGURA 5.12 – RESPOSTA DO CONTROLADOR DE CORRENTE A UM DEGRAU DE CORRENTE, COM LIMITES PRÉ-<br>AJUSTADOS EM 2 A.....   | 63 |
| FIGURA 5.13 – ESQUEMÁTICO DETALHADO DO CONTROLADOR PI.....   | 64 |
| FIGURA 5.14 – DIAGRAMA DOS CIRCUITOS UTILIZADOS PARA SIMULAÇÃO NO SOFTWARE PSIM 6.0. ....  | 65 |
| FIGURA 5.15 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR, CORRENTE NO CONVERSOR, CORRENTE DE<br>MAGNETIZAÇÃO E CORRENTE MÉDIA, PARA UM DENSIDADE DE PULSOS DE 5/40.....                             | 66 |
| FIGURA 5.16 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR, CORRENTE NO CONVERSOR, CORRENTE DE<br>MAGNETIZAÇÃO E CORRENTE MÉDIA, PARA UMA DENSIDADE DE PULSOS DE 20/40.....                           | 67 |
| FIGURA 5.17 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR, CORRENTE NO CONVERSOR, CORRENTE DE<br>MAGNETIZAÇÃO E CORRENTE MÉDIA, PARA UMA DENSIDADE DE PULSOS DE 40/40.....                           | 68 |
| FIGURA 5.18 – ONDAS DO MÓDULO PWM COM TRIPZONE (Tz1). ....   | 69 |
| FIGURA 5.19 – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DETECTOR DE CORRENTES.....   | 70 |

|  |     |
|--|-----|
| FIGURA 5.20 - TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR E CORRENTE DE CARGA: A) OPERAÇÃO NA REGIÃO CAPACITIVA; B) OPERAÇÃO NA REGIÃO INDUTIVA. ....  | 71  |
| FIGURA 5.21 – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA IMPLEMENTADO NO DSP. ....   | 72  |
| FIGURA 5.22 – A) FORMAS DE ONDA DO CONTROLADOR DE CORRENTE (PARA VIOLAÇÃO DO LIMITE SUPERIOR); B) DETALHE DO INSTANTE EM QUE O LIMITE É VIOLADO. ....  | 73  |
| FIGURA 5.23 – RESPOSTA DO FILTRO DE MÉDIA MÓVEL COM 500 AMOSTRAS PARA UMA ENTRADA EM DEGRAU. ....  | 74  |
| FIGURA 5.24 – A) CORRENTE MÉDIA, PARA DENSIDADE DE PULSO UNITÁRIA; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR ANTES DA APLICAÇÃO DO CONTROLE; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR APÓS A ATUAÇÃO DO CONTROLE ANTI-SATURAÇÃO. .... | 75  |
| FIGURA 5.25 – A) CORRENTE MÉDIA, PARA DENSIDADE 45/40; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR ANTES DA APLICAÇÃO DO CONTROLE; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR APÓS A ATUAÇÃO DO CONTROLE ANTI-SATURAÇÃO. ....             | 76  |
| FIGURA 5.26 – A) CORRENTE MÉDIA, PARA DENSIDADE 20/40; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR ANTES DA APLICAÇÃO DO CONTROLE; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR APÓS A ATUAÇÃO DO CONTROLE ANTI-SATURAÇÃO. ....             | 77  |
| FIGURA 5.27 – A) CORRENTE MÉDIA, PARA DENSIDADE 5/40; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR ANTES DA APLICAÇÃO DO CONTROLE; B) TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO TRANSFORMADOR APÓS A ATUAÇÃO DO CONTROLE ANTI-SATURAÇÃO. ....              | 78  |
| FIGURA 5.28 – RELAÇÃO ENTRE DENSIDADE DE PULSOS E RENDIMENTO DO CONVERSOR, COM E SEM A APLICAÇÃO DOS CONTROLES. ....   | 79  |
| FIGURA 5.29 – DETALHE DA TENSÃO (CH1) E CORRENTE (CH2) NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR. ....  | 80  |
| FIGURA 5.30 – TENSÃO (CH1) E CORRENTE (CH2) NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR PARA UMA DENSIDADE DE PULSOS DE 4/20 (SEM A APLICAÇÃO DOS CONTROLES). ....  | 81  |
| FIGURA 5.31 – TENSÃO (CH1) E CORRENTE (CH2) NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR PARA UMA DENSIDADE DE PULSOS DE 4/20 (COM A APLICAÇÃO DOS CONTROLES). ....  | 81  |
| FIGURA 6.1 – MÓDULO DA IMPEDÂNCIA E GANHO DE TENSÃO DE TRÊS TRANSFORMADORES. ....  | 84  |
| FIGURA 6.2 – DIAGRAMA DE LIGAÇÃO ENTRE CONVERSOR TRIFÁSICO E A CARGA. ....   | 85  |
| FIGURA 6.3 – IMPEDÂNCIA DOS TRÊS CONJUNTOS DE TRANSFORMADOR E CARGA. ....  | 86  |
| FIGURA 6.4 – FORMAS DE ONDA DE TENSÃO, CORRENTE E VALORES DA POTÊNCIA PARA AS TRÊS FASES. COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DE 2,3 KHZ. ....   | 87  |
| FIGURA 6.5 – FORMAS DE ONDA DE TENSÃO, CORRENTE E VALORES DA POTÊNCIA PARA AS TRÊS FASES. COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DE 2,5 KHZ. ....   | 87  |
| FIGURA 6.7 – IMPEDÂNCIA DAS TRÊS CARGAS, COM CAPACITÂNCIAS DIFERENTES. ....  | 89  |
| FIGURA 6.9 – FORMAS DE ONDA DO INVERSOR TRIFÁSICO, OPERANDO COM DESLOCAMENTO DE FASE. ....   | 91  |
| FIGURA 6.11 – POTÊNCIAS, ÂNGULOS DE FASE E CORRENTES EFICAZES (DE CIMA PARA BAIXO) DURANTE O PROCESSO DE EQUALIZAÇÃO DAS POTÊNCIAS. ....   | 100 |

|   |     |
|---|-----|
| FIGURA 6.12 – DETALHE DAS POTÊNCIAS, CORRENTES INSTANTÂNEAS, TENSÕES DE LINHA E TENSÕES SOBRE AS CÉLULAS (DE CIMA PARA BAIXO): A) ANTES DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO; B) DEPOIS DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO. .... | 100 |
| FIGURA 6.13 – ESTRUTURA DO LIMITADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO. ....  | 101 |
| FIGURA 6.14 – FORMAS DE ONDA RESULTANTES DO LIMITADOR DE CORRENTE. LIMITE CONFIGURADO EM 0,5 A. ....  | 102 |
| FIGURA 6.15 – FORMAS RELACIONADAS AO LIMITADOR DE CORRENTE AJUSTADO EM 0,8 A. ....  | 103 |
| FIGURA 6.16 – TENSÕES NOS RAMOS DO INVERSOR, TENSÕES DE LINHA E CORRENTES DE FASE PARA DENSIDADE DE PULSOS 3/5. ....  | 104 |
| FIGURA 6.17 – CICLO PDM COM ATUAÇÃO DO LIMITADOR DE CORRENTE. ....  | 104 |
| FIGURA 6.18 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA ESTRUTURA DE CONTROLE UTILIZADA NO CONVERSOR. ....  | 105 |
| FIGURA 6.19 – CURVA DE IMPEDÂNCIA PARA OS TRÊS CONJUNTOS DE CARGA. ....   | 106 |
| FIGURA 6.20 – POTÊNCIAS E INCREMENTO NOS ÂNGULOS DAS TENSÕES NOS BRAÇOS DO INVERSOR PARA DENSIDADE DE PULSO 4/8, DURANTE A ATUAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO. ....  | 107 |
| FIGURA 6.21 – DETALHES DAS TENSÕES DE LINHA, CORRENTES DE FASE E TENSÕES SOBRE A CÉLULA, SEM LIMITADOR DE CORRENTE: A) ANTES DA EQUALIZAÇÃO; B) DEPOIS DA EQUALIZAÇÃO. ....   | 107 |
| FIGURA 6.22 – POTÊNCIAS E INCREMENTO NOS ÂNGULOS DAS TENSÕES NOS BRAÇOS DO INVERSOR PARA DENSIDADE DE PULSO UNITÁRIA, DURANTE A ATUAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO. ....   | 108 |
| FIGURA 6.23 – POTÊNCIAS NA CARGA (DENSIDADE 4/8): A) ANTES DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO; B) DEPOIS DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO. ....  | 110 |
| FIGURA 6.24 – TENSÕES DE LINHA E CORRENTES DE FASE (DENSIDADE 4/8): A) ANTES DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO DAS POTÊNCIAS; B) DEPOIS DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO. ....  | 110 |
| FIGURA 6.25 – DINÂMICA DAS POTÊNCIAS NA CARGA (DENSIDADE UNITÁRIA) DURANTE O PROCESSO DE EQUALIZAÇÃO. ....  | 111 |
| FIGURA 6.26 – TENSÕES DE LINHA E CORRENTES DE FASE (DENSIDADE UNITÁRIA): A) ANTES DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO DAS POTÊNCIAS; B) DEPOIS DA ATUAÇÃO DO ALGORITMO. ....   | 112 |
| FIGURA 6.27 – TENSÕES DE LINHA E CORRENTES DE FASE COM TRANSFORMADOR SATURADO. ....   | 112 |

# Lista de Tabelas

|  |     |
|--|-----|
| TABELA 2.1 – PARÂMETROS ESTIMADOS DO TRANSFORMADOR COM CARGA .....         | 19  |
| TABELA 5.1 – PARÂMETROS ESTIMADOS DO TRANSFORMADOR COM CARGA .....         | 79  |
| TABELA 6.1 – PARÂMETROS UTILIZADOS PARA GERAR A FIGURA 6.1 .....           | 83  |
| TABELA 6.2 – PARÂMETROS UTILIZADOS PARA SIMULAÇÃO(FIGURAS 6.3 A 6.6).....  | 85  |
| TABELA 6.3 – PARÂMETROS UTILIZADOS PARA A SIMULAÇÃO DA FIGURA 6.7.....     | 89  |
| TABELA 6.3 – CONSEQÜÊNCIAS DO DECREMENTO DOS ÂNGULOS .....                 | 92  |
| TABELA 6.4 – CONSEQÜÊNCIAS DO INCREMENTO DOS ÂNGULOS .....                 | 93  |
| TABELA 6.5 – AÇÕES QUE LEVAM À EQUALIZAÇÃO DAS POTÊNCIAS.....              | 95  |
| TABELA 6.6 – TESTES PARA DETERMINAÇÃO DO ESTADO ATUAL DAS POTÊNCIAS. ....  | 97  |
| TABELA 6.7 – RELAÇÃO ENTRE O ESTADO DAS POTÊNCIAS E AÇÃO A SER TOMADA..... | 98  |
| TABELA 6.8 – PARÂMETROS UTILIZADOS PARA SIMULAÇÃO DA FIGURA 6.19).....     | 106 |

# Lista de Símbolos e Acrônimos

|              |  |
|--------------|--|
| $PWM$        | Modulação por Largura de Pulso                                       |
| $PDM$        | Modulação por Densidade de Pulso                                     |
| $r$          | Raio exterior do tubo dielétrico de vidro;                           |
| $l$          | Comprimento do eletrodo cilíndrico de alta tensão;                   |
| $\epsilon_o$ | Permissividade do vácuo  |
| $\epsilon$   | Permissividade relativa do vidro;                                    |
| $d_a$        | Comprimento dielétrico de ar;  |
| $d_v$        | Comprimento dielétrico de vidro;                                     |
| $\epsilon$   | Permissividade relativa do vidro;                                    |
| $V_{MAX}$    | Pico de tensão sobre a célula;                                       |
| $E_i$        | Campo elétrico com o qual o dielétrico de ar é rompido;              |
| $A$          | Área superficial do dielétrico de vidro;                             |
| $f$          | Frequência da tensão sobre a célula.                                 |
| $T$          | Taxa de geração de ozônio  |
| $R_s$        | resistência série equivalente;                                       |
| $L_{disp}$   | indutância de dispersão equivalente;                                 |
| $R_p$        | resistência que representa as perdas no núcleo do transformador;     |
| $C_p$        | capacitância equivalente dos enrolamentos;                           |
| $L_{mag}$    | indutância de magnetização;  |
| $n_e$        | relação de espiras do transformador.                                 |
| $\Delta$     | ciclo de trabalho da onda quadrada de referência de baixa frequência |
| $\delta$     | ciclo de trabalho da onda portadora, de alta frequência.             |
| $\omega_c$   | frequência angular da portadora                                      |
| $T_c$        | período da portadora   |
| $\theta_c$   | ângulo de fase da portadora  |

|               |   |
|---------------|---|
| $\omega_o$    | freqüência angular da fundamental                 |
| $T_o$         | período da onda de referência                     |
| $\theta_o$    | ângulo de fase da onda de referência              |
| $m$           | índice de modulação da onda portadora             |
| $n$           | índice de modulação da onda modulante             |
| $\gamma$      | complementar do ciclo de trabalho $\delta$        |
| PI            | Controlador proporcional integral                 |
| $K_p$         | Ganho proporcional                                |
| $K_i$         | Ganho proporcional                                |
| $T_i$         | Constante de tempo do controlador PI proporcional |
| $\phi_A$      | ângulo de fase da tensão $V_A$ ;                  |
| $\phi_B$      | ângulo de fase da tensão $V_B$ ;                  |
| $\phi_C$      | ângulo de fase da tensão $V_C$ ;                  |
| $\gamma_{AB}$ | largura da tensão $V_{AB}$                        |
| $\gamma_{BC}$ | largura da tensão $V_{BC}$                        |
| $\gamma_{CA}$ | largura da tensão $V_{CA}$                        |

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1. Características do Ozônio

O ozônio é uma variedade alotrópica do elemento oxigênio, uma molécula triatômica formada por três átomos de oxigênio, de representação química  $O_3$ , sendo menos estável que a molécula diatômica  $O_2$  [1]. A figura 1.1 mostra a representação estrutural do ozônio. Com relação ao seu aspecto físico, apresenta coloração azul em altas concentrações e baixa pressão. Na fase líquida é azul escuro e na fase sólida é violeta escuro. O ponto de ebulição à pressão de 1 atm é de  $-111,9^\circ\text{C}$  e seu ponto de fusão à 1 atm é de  $-192,5^\circ\text{C}$ .

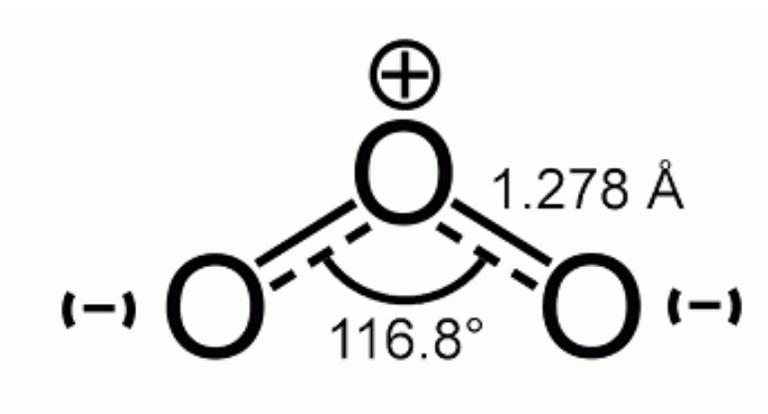


Fig. 1.1 – Fórmula estrutural do ozônio

O gás ozônio é irritante e corrosivo e, em baixas concentrações, é incolor. Quando presente em ambientes fechados, é um poluente, causando irritação às mucosas, olhos, nariz, garganta e pulmões.

O ozônio existe na troposfera, camada da atmosfera que compreende desde a superfície da Terra até a base da estratosfera, com uma espessura média de aproximadamente 12 km.

Entretanto há a presença deste composto químico também na estratosfera, camada da atmosfera acima da troposfera, que atinge aproximadamente 50 km de altitude. Nesta condição, o ozônio é benéfico, pois funciona como um filtro da radiação ultravioleta, atenuando os efeitos nocivos desta radiação.

De maneira geral, o ozônio apresenta características biocidas, eliminando bactérias, vírus, matéria orgânica e microorganismos. Em geral, tem eficiência maior que o cloro e, uma vez diluído em água, não deixa subprodutos.

## **1.2. Aplicações do Ozônio**

O ozônio é tido como um excelente produto para aplicações como esterilização de materiais cirúrgicos, higienização de hortaliças [2], tratamento de água potável, tratamento de água de piscinas [1] e de efluentes resultantes de processos industriais e também na produção de outros produtos químicos, pois apresenta características biocidas e curto tempo de meia vida (da ordem de minutos, podendo variar com as condições de temperatura e mistura com outras substâncias).

O uso do ozônio no tratamento de água, especialmente em piscinas, é muito interessante, visto que o cloro, substância atualmente utilizada em larga escala, apresenta algumas contra-indicações. As reações que naturalmente ocorrem entre o cloro e a matéria orgânica, na água, podem resultar em alguns subprodutos organoclorados nocivos à saúde. Os subprodutos mais comuns dessa reação são os trihalometanos e ácidos haloacéticos. Como estas substâncias são potencialmente cancerígenas, meios alternativos para o tratamento de água tornam-se interessantes.

O potencial biocida do ozônio não atinge longos períodos de tempo, visto que o  $O_3$  se degrada em  $O_2$  de maneira muito mais rápida que o cloro, além de não deixar resíduos. Há, portanto, a necessidade de uso do cloro em níveis de manutenção (cloro residual), para evitar a proliferação dos microorganismos patológicos, especialmente se o caso for a distribuição pela rede pública de água tratada.

Devido à característica de rápida degradação do ozônio, a produção deve ser efetuada no próprio local de consumo, o que pode ser vantajoso nos aspectos de transporte e armazenamento de substâncias perigosas utilizadas em outros métodos de tratamento de água. Os

custos de operação também tendem a ser menores, pois a matéria prima utilizada no processo é o próprio ar atmosférico.

### 1.3. Processo de Produção do Ozônio

A formação do ozônio na estratosfera é proporcionada pelos raios ultravioleta provenientes do Sol, com comprimento de onda menor que 242,5 nm – radiação de maior energia – que dissociam as moléculas de  $O_2$ , resultando em dois átomos livres de oxigênio que se combinam com as moléculas de  $O_2$  de maneira a produzir  $O_3$ , conforme equação 1.1 .



Onde  $h$  é a constante de Planck e  $\nu$  é a frequência da radiação, sendo que o produto  $h\nu$  resulta em energia.  $M$  representa uma molécula de nitrogênio,  $N_2$ , ou oxigênio,  $O_2$ , que dissipa a energia emitida pela reação, de forma a evitar a decomposição do  $O_3$ .

Um dos mais efetivos métodos de produção industrial de ozônio se dá através de descargas em barreiras dielétricas. As descargas elétricas quebram a molécula de  $O_2$ , permitindo a recombinação em  $O_3$ , conforme equação 1.2 .



Onde  $M$  representa algum elemento utilizado para absorver o excesso de energia da reação. A reação pode ocorrer entre dois tubos metálicos concêntricos [3], como mostrado na figura 1.2. A cor cinza representa os tubos de aço. A cor preta representa o tubo de vidro e a cor branca, o vão para a circulação do gás. Poucos materiais podem ser utilizados na confecção da célula ozonizadora, devido ao poder de oxidação do ozônio. Por isso as partes metálicas da célula ozonizadora são compostas por aço inoxidável.

O tubo de vidro, utilizado como dielétrico, é colocado entre os tubos de aço para proporcionar uma descarga de maneira mais uniforme, sendo necessários alguns quilovolts de tensão para romper o a rigidez dielétrica do gás. A descarga não deve romper o dielétrico do

vidro. Se isso acontecer, a célula ozonizadora fica inutilizada, pois o vidro será danificado e a tensão necessária para iniciar a descarga será muito mais baixa, havendo a circulação de uma corrente alta por um tempo longo, pois com poucos kilovolts, ou mesmo volts, será iniciada a descarga, que só terminará quando a tensão diminuir [4].

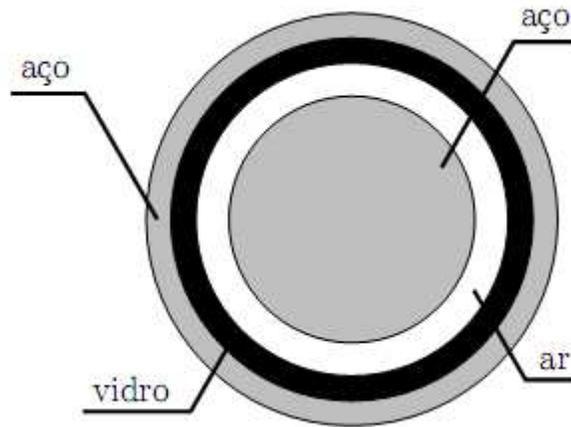


Fig. 1.2 – Visão em corte da célula geradora de ozônio.

A célula ozonizadora pode ser alimentada através de um transformador elevador de tensão, conectado diretamente à rede. Porém, a baixa frequência com que a rede opera torna esta opção pouco viável, pois o transformador se torna grande e pesado. Além disso, a descarga seria mantida por um tempo relativamente longo, podendo causar avarias à célula devido ao superaquecimento.

É importante frisar que a taxa de produção de ozônio está diretamente relacionada com a potência elétrica suprida à célula geradora, conforme pode ser observado na figura 1.3, retirada da referência [5].

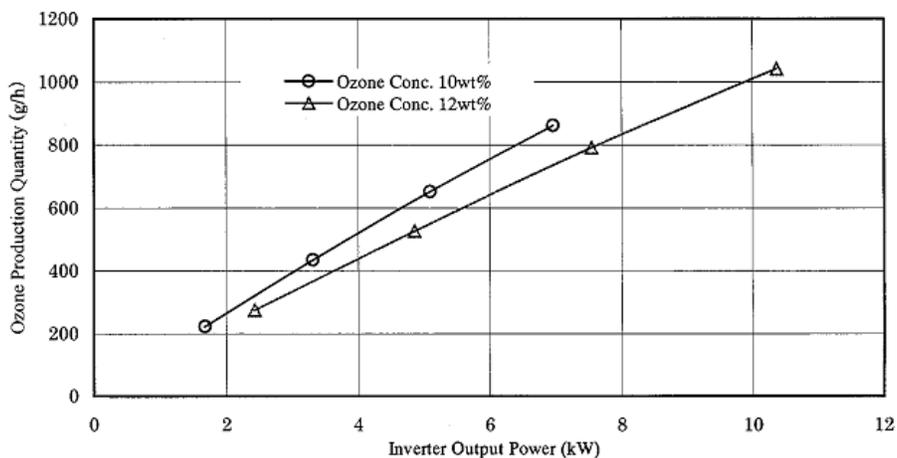


Fig. 1.3 – Relação entre potência de saída do conversor e produção de ozônio [4].

Para atingir os níveis de tensão e frequência adequados, normalmente há um circuito conversor de potência entre a fonte de energia e a célula ozonizadora. Este circuito permite o fornecimento de uma tensão de maior frequência ao transformador que alimenta a célula, reduzindo o tamanho, peso e o custo do mesmo.

## 1.4. Alguns Conversores Empregados para a Geração de Ozônio

Existem diversos trabalhos sobre conversores e técnicas de controle e modulação aplicadas à produção de ozônio por descargas eletrostáticas. A estrutura geral na figura 1.4, consiste em uma fonte de tensão contínua alimentando um conversor eletrônico, conectado ao primário de um transformador elevador de tensão que, por sua vez, se conecta à célula geradora de ozônio.

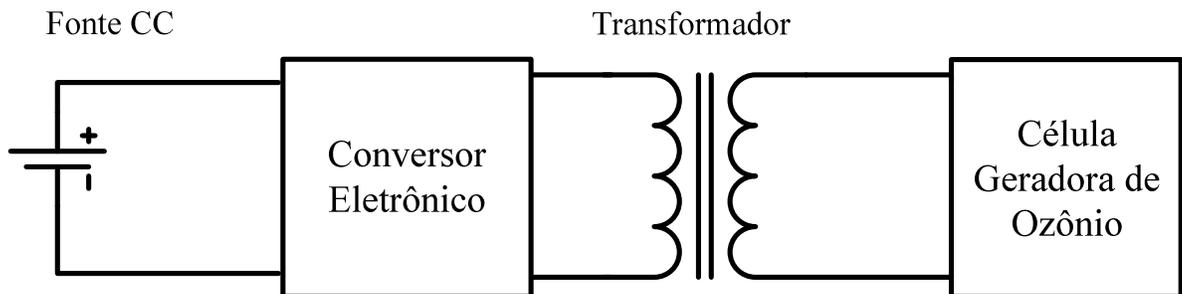


Figura 1.4 - Diagrama de blocos contendo  $V_{cc}$  + conversor + trafo + célula geradora de ozônio.

São várias as topologias de conversores eletrônicos utilizadas. Dentre as que mais se destacam, pode-se citar as topologias *single-ended*, *push-pull*, meia ponte e ponte completa. A seguir, serão apresentadas algumas destas topologias.

### 1.4.1 “Single-ended”

A topologia *single-ended* se destaca pela sua simplicidade, uma vez que utiliza apenas uma chave controlada, conforme se verifica na figura 1.5 [6]. Este tipo de topologia é normalmente empregada em sistemas de baixa potência, de 1 W a 50 W. A produção de ozônio pode ser regulada por meio do ajuste da tensão CC. O capacitor presente no secundário do transformador tem como função reduzir a frequência de ressonância entre a capacitância da célula geradora de ozônio e a indutância de magnetização do transformador. A tensão sobre a célula é pulsada e da ordem de 1 kV.

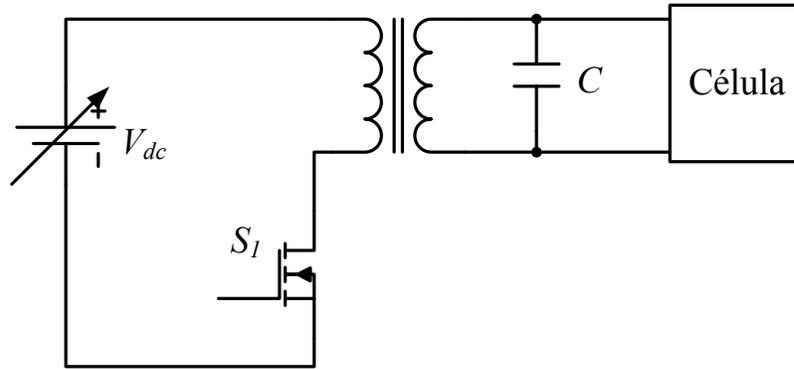


Figura. 1.5 – Topologia single-ended.

### 1.4.2 “Push-pull” em Corrente

A topologia *push-pull* pode é uma alternativa para potências variando de algumas dezenas a algumas centenas de watts [7]. Esta topologia pode ser utilizada tanto em tensão quanto em corrente, sendo a segunda alternativa mais utilizada, devido à corrente ser controlada, evitando assim a saturação do transformador. Esta topologia é projetada para operar próximo à frequência de ressonância paralela entre a célula e o transformador, reduzindo assim a amplitude da corrente no primário do transformador. A variação da potência pode ser efetuada por meio do controle da corrente.

A figura 1.6 mostra a topologia *push-pull*, precedida por um conversor *buck*, que realiza o controle da corrente e, conseqüentemente, da potência suprida à carga.

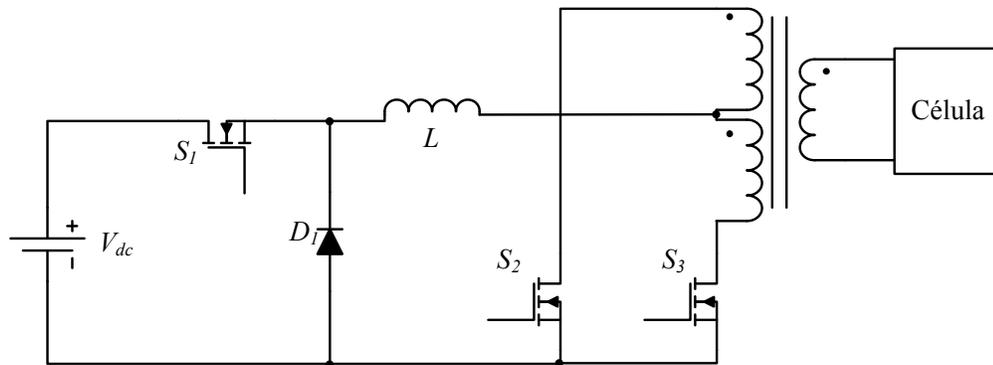


Figura. 1.6 – Topologia push-pull alimentado em corrente.

Em [8] apresenta-se uma variação desta topologia, eliminando a necessidade do conversor *buck*, às custas da adição de um indutor em série com cada uma das chaves da

topologia. Tal alteração torna o controle de corrente e da potência mais complexos, pois passa a atuar apenas nas duas chaves de potência.

### 1.4.3 Ponte Completa em Corrente

As configurações em ponte H são geralmente utilizadas para conversores de potência elevada, na ordem de quilowatts. A figura 1.7 mostra a topologia ponte completa em corrente. Esta topologia, intrinsecamente, permite a aplicação de fluxo simétrico no transformador, o que é uma característica bastante positiva, pois evita a saturação do mesmo. Por outro lado, um circuito fonte de corrente, normalmente, tem mais perdas que o dual, fonte de tensão. A corrente, que circula continuamente no indutor, produz perdas de energia na própria resistência do enrolamento do indutor.

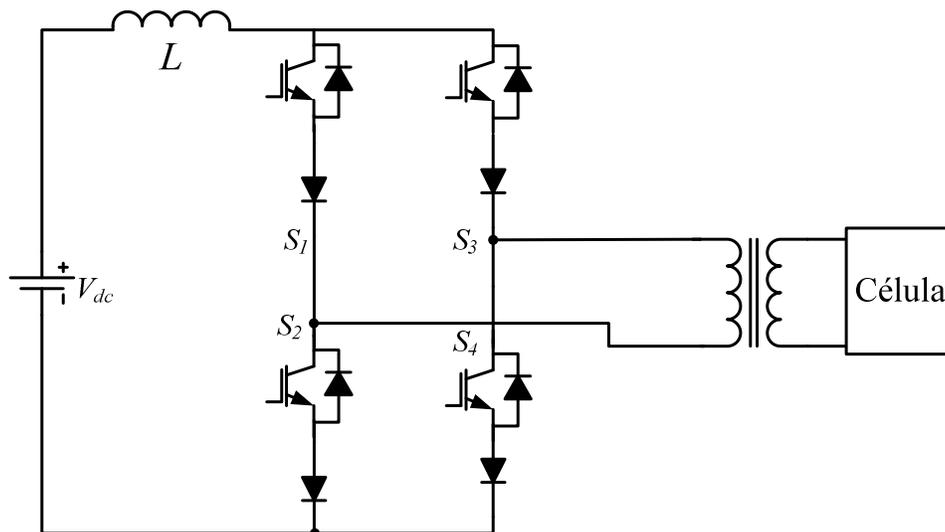


Figura. 1.7 – Topologia ponte H em corrente.

As referências [9] [10] tratam de inversores fonte de corrente, controlados por modulação por densidade de pulsos e modulação por largura de pulsos. Segundo os autores, para que o sistema apresente um bom desempenho, é necessário utilizar circuitos *snubbers*, para reduzir a dissipação nos interruptores. A potência do sistema de geração de ozônio é aproximadamente 3 kW.

### 1.4.4 Ponte Completa em Tensão

A figura 1.8 mostra a topologia de inversor em ponte completa, alimentado em tensão. Esta topologia é a mais empregada e discutida na literatura, pois pode ser implementada sem a utilização de indutores, aumentando a eficiência e a densidade de potência do sistema de geração de ozônio. Porém, a utilização de uma topologia alimentada em tensão traz o problema da saturação do transformador, principalmente devido a discrepâncias das chaves de potência utilizadas, levando à aplicação de um nível *CC* ao transformador, causando assimetrias no fluxo e, com isso, levando o transformador à saturação.

Em geral, a saturação é evitada por meio da utilização de um capacitor que bloqueia as componentes *CC*. Entretanto, a utilização deste capacitor se torna potencialmente problemática em potências elevadas, pois nesta condição, existe a circulação de correntes elevadas pelo capacitor. Há ainda possibilidade da excitação da ressonância série de baixa frequência introduzida por este capacitor, que se torna ainda mais crítica ao se utilizar a modulação por densidade de pulsos para realizar a regulação da potência.

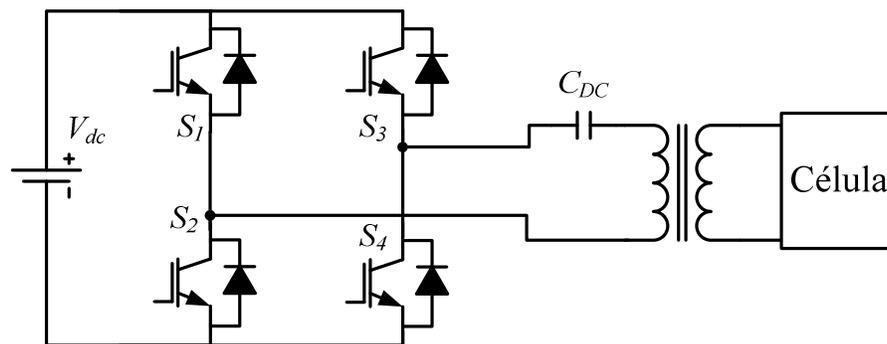


Figura. 1.8 - Topologia ponte H em tensão.

Além da modulação por densidade de pulsos [5] [11] [12] [13] [14] existem várias outras formas de se controlar a potência em um inversor em ponte, entre as quais pode-se citar a modulação por frequência [4], modulação por largura de pulso [15], modulação delta [16] e controle da tensão [17] [18], além da possibilidade de se combinar alguns destes métodos, a fim de atingir uma regulação mais precisa.

## 1.5. Motivações e Objetivos

Após a análise de vários trabalhos que têm como objetivo o desenvolvimento de conversores para a geração de ozônio, percebeu-se que as topologias de inversor em ponte alimentados em tensão são uma boa alternativa, principalmente para potências elevadas.

Apesar da abundância de trabalhos tratando do tema de conversores em tensão para a produção de ozônio, não se tem muitas informações sobre métodos utilizados pelos autores para evitar a saturação do transformador, uma vez que, em potências elevadas, o uso do capacitor de bloqueio de nível *CC* em série com o transformador se torna indesejado. Portanto, um dos objetivos deste trabalho é o desenvolvimento, implementação e teste de uma técnica de controle para evitar a saturação do transformador, sem o uso do capacitor série. Esta técnica deve ter a capacidade de operar conjuntamente com os métodos regulação de potência mais utilizados, tais como *PDM*, *PWM*, modulação em frequência, etc.

Um ponto importante a ser estudado é uma maneira de aumentar a potência do sistema, aumentando, desta forma, a produção de ozônio. O método atualmente utilizado para aumentar a produção de ozônio se baseia na conexão de várias células geradoras de ozônio em paralelo. Porém, este método não leva em consideração a variação de parâmetros do sistema, que pode ocorrer devido ao envelhecimento das células. Com a variação de parâmetros, ocorre uma alteração na potência demandada por cada célula, podendo fazer com que uma célula trabalhe sobrecarregada enquanto outra permanece subutilizada, uma vez que a tensão aplicada é a mesma para todas as células.

No entanto, existe a possibilidade de se utilizar um conversor polifásico para aumentar a produção de ozônio, permitindo um ajuste individual da potência em cada célula. Isto indiretamente leva a uma espécie de compensação dos parâmetros, o que pode levar a um aumento no tempo de vida útil dos equipamentos, assim como aumento da confiabilidade e robustez do sistema.

Porém, para que esta topologia polifásica atinja os resultados esperados, torna-se necessário o desenvolvimento de alguma técnica de controle que seja capaz a ajustar a potência individualmente em cada célula, além de evitar a saturação do transformador.

## 1.6. Organização do Texto

Frente às barreiras a serem superadas, este trabalho realiza alguns estudos sobre o assunto e propõe alternativas para esclarecer alguns tópicos que não são claramente abordados na literatura. Os objetivos desta dissertação foram buscados seguindo uma metodologia típica dos projetos na área de eletrônica de potência, para a qual é imprescindível, além da modelagem e conseqüente simulação de circuitos e sistemas, a realização de protótipos, uma vez que muitos problemas são identificados apenas com a construção dos equipamentos. Sendo assim, foi implementado em bancada um protótipo de pequena potência para a obtenção dos resultados e validação das técnicas propostas.

No capítulo 2 são apresentados os modelos do transformador elevador de tensão e da célula geradora de ozônio. Especial atenção é dada ao processo físico de produção do ozônio, explicitando parâmetros e equações que determinam a taxa de geração e a capacitância da célula.

No capítulo 3 são discutidos meios de regulação da potência entregue à carga, detalhando a modulação em frequência, a modulação por densidade de pulsos (PDM) e suas relações com a potência de saída. É proposta e detalhada uma forma analítica de se obter o espectro da onda modulada por densidade de pulsos. São realizadas simulações para os métodos de regulação estudados. Também é discutida a possibilidade de se obter comutação suave das chaves de potência.

O capítulo 4 aborda a implementação do conversor em malha aberta, para testar os conceitos mostrados no terceiro capítulo, trazendo o fluxograma do programa do microcontrolador e formas de onda obtidas do conversor, além de comparações entre os resultados obtidos por simulações e os resultados práticos.

No capítulo 5 é discutida a técnica para evitar a saturação do transformador. É implementado um controle de corrente, projetado para ser um controle bastante rápido, atuando de forma a manter a corrente instantânea dentro de limites pré-ajustados. Também é discutida uma técnica para o controle da tensão média aplicada ao transformador, que idealmente deve ser nula. Este capítulo detalha alguns pontos importantes da implementação prática no processador digital de sinais. Comparações entre resultados práticos e simulações também são realizadas.

O capítulo 6 apresenta uma topologia trifásica, assim como a técnica proposta para realizar a equalização das potências. São realizadas simulações, implementando o controle de

corrente e a modulação por densidade de pulsos. Também são obtidos resultados da implementação prática na bancada, a fim de validar a técnica proposta.

Finalmente, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões sobre os estudos realizados e sobre os resultados obtidos. Neste capítulo também são deixadas algumas sugestões para a continuação dos trabalhos desenvolvidos nesta dissertação.

## Capítulo 2

### Modelagem da Célula e do Transformador

#### 2.1. Modelagem da Célula Geradora de Ozônio

Um modelo elétrico simplificado da célula ozonizadora é mostrado na figura 2.1. O capacitor  $C_v$  representa a capacitância referente ao dielétrico de vidro, que tem a finalidade de aumentar a rigidez dielétrica do meio. O capacitor  $C_a$  representa a capacitância referente ao vazio de ar. Os capacitores  $C_v$  e  $C_a$  são da ordem de dezenas a centenas de picofarads. A fonte de tensão  $V_z$  representa a tensão de ruptura do ar, sendo da ordem de quilovolts [3].

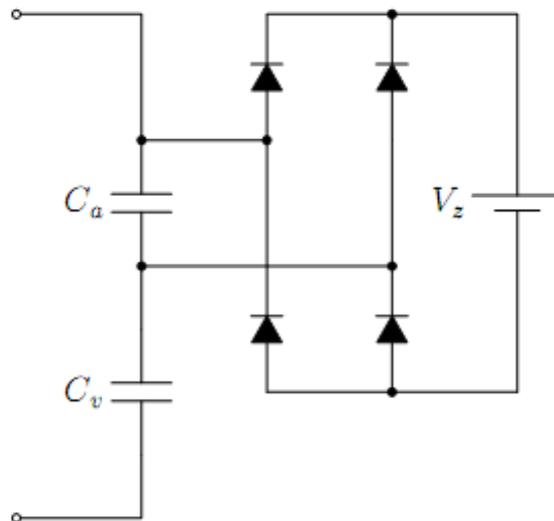


Figura 2.1 – Circuito equivalente da célula geradora de ozônio.

As células geradoras de ozônio são alimentadas em alta tensão para promover a descarga elétrica no ar e, com isso gerar, o ozônio. Quando a tensão no capacitor  $C_a$  se iguala a  $V_z$ , a capacitância equivalente do circuito aumenta de  $C_a \cdot C_v / (C_a + C_v)$  para  $C_v$ . Por isso tem-se que a capacitância da carga varia com a tensão aplicada.

As capacitâncias da célula geradora de ozônio são dadas pelas seguintes equações 2.1a e 2.1b. Estas equações foram propostas em [17] e consideram a permissividade dos materiais constituintes da célula, bem como suas dimensões físicas

$$C_v = \frac{2\pi l \epsilon_o \epsilon}{\ln\left(\frac{r-d_v}{r}\right)} \quad (2.1a)$$

$$C_a = \frac{2\pi l \epsilon_o}{\ln\left(\frac{r-d_a}{r}\right)} \quad (2.1b)$$

Onde:

$r$  → Raio exterior do tubo dielétrico de vidro;

$l$  → Comprimento do eletrodo cilíndrico de alta tensão;

$\epsilon_o$  → Permissividade do vácuo,  $8,85 \cdot 10^{-12} F / m$ ;

$\epsilon$  → Permissividade relativa do vidro;

Um outro modelo elétrico da célula ozonizadora é mostrado na figura 2.2. A célula pode ser interpretada como um capacitor ( $C_z$ ) variável com a tensão em paralelo com uma resistência,  $R_z$ . Tal resistência modela as perdas na célula [7]. De acordo com precisão necessária no modelo, até mesmo um capacitor fixo pode ser escolhido para modelar o ozonizador.

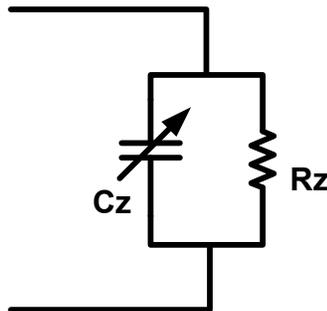


Figura 2.2 – Circuito elétrico simplificado da célula geradora de ozônio.

## 2.2. Equações e Parâmetros Envolvidos na Geração de Ozônio

Para conhecer os parâmetros que influenciam na geração de ozônio, é necessário investigar as relações construtivas da célula geradora de ozônio e os fenômenos físicos que acontecem em seu interior.

Ao se aplicar tensão entre os eletrodos da célula, surgem campos elétricos em seu interior. Tais campos podem ser calculados por meio das equações seguintes. Os parâmetros utilizados nestas equações podem ser observados na figura 2.3, que mostra uma vista em corte longitudinal da célula geradora com formato cilíndrico, onde  $d_v$  e  $d_a$  representam a espessura do dielétrico de vidro e do *gap* de ar, respectivamente. Nas equações 2.2 e 2.3,  $E_a$  e  $E_v$  representam o campo elétrico no *gap* de ar e no dielétrico de vidro, respectivamente. Enquanto  $\varepsilon$  representa a permissividade relativa do vidro.

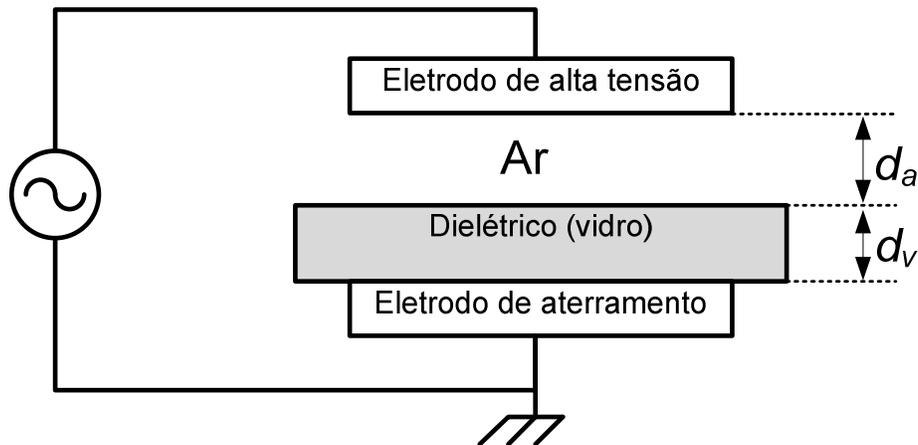


Figura 2.3 – Estrutura da célula geradora de ozônio

$$k_a = [d_a + (d_v / \varepsilon)] \quad (2.2a)$$

$$k_v = [d_v + (d_a \cdot \varepsilon)] \quad (2.2b)$$

$$E_a = \frac{V}{k_a} \quad (2.3a)$$

$$E_v = \frac{V}{k_v} \quad (2.3b)$$

Conforme [18], as descargas que ocorrem no dielétrico de ar depositam cargas elétricas na superfície do dielétrico de vidro, que apresenta a mesma polaridade que o eletrodo do outro lado do gap de ar. Assim, se a tensão aplicada for positiva quando a descarga começar, cargas positivas serão depositadas na superfície do vidro, em contato com o ar. As cargas, na superfície do dielétrico de vidro, apresentam baixa mobilidade, podendo ser consideradas imóveis, gerando um campo elétrico que se opõem ao campo aplicado ao *gap* de ar. Por isso, a descarga no *gap* de ar se sustenta até que o campo aplicado seja reduzido ao campo de ruptura do ar ( $E_i$ ). A descarga termina completamente quando a superfície do vidro em contato com o ar estiver com a densidade de carga requerida, sendo que o campo elétrico no *gap* de ar gerado pelo acúmulo de cargas, é dado por  $\rho/\epsilon_o$ .

Tem-se então, que o campo elétrico resultante no *gap* de ar é dado pela diferença entre o campo elétrico aplicado no *gap* e o campo produzido pelo acúmulo de cargas, conforme a equação 2.4. A descarga se extingue quando o campo resultante se iguala ao campo elétrico de ruptura, conforme mostra a equação a seguir:

$$E_a = \frac{V}{k_a} - \frac{\rho}{\epsilon_o} = E_i \quad (2.4)$$

Explicitando a densidade superficial de carga, a equação 2.4 toma a forma da equação 2.5.

$$\rho = \epsilon_o \left( \frac{V}{k_a} - E_i \right) \quad (2.5)$$

A densidade superficial de carga, por definição, é dada pela equação 2.6, sendo a razão entre a carga e área da superfície em questão.

$$\rho = \frac{Q}{A} \quad (2.6)$$

Substituindo a equação 2.6 na equação 2.5, obtém-se a carga elétrica presente no dielétrico de vidro, conforme a equação 2.7.

$$Q = A\epsilon_o \left( \frac{V}{k_a} - E_i \right) \quad (2.7)$$

É razoável assumir que o número de moléculas de ozônio produzidas é diretamente proporcional ao número de elétrons gerados durante o período de descarga. Uma vez que a quantidade de elétrons se reflete como a carga total  $Q$  coletada pelo dielétrico de vidro. Assim, a

quantidade de moléculas ozônio produzida pode ser expressa pela equação 2.8. Onde  $K'$  é uma constante empírica.

$$N = K'Q \quad (2.8)$$

Substituindo a equação 2.8 na equação 2.7 tem-se que o número de moléculas de ozônio produzidas é dado pela equação 2.9.

$$N = A\epsilon_o K' \left( \frac{V}{k_a} - E_i \right) \quad (2.9)$$

A descarga eletrostática tem início quando a tensão aplicada sobre a célula gerar um campo elétrico no gap de ar que seja maior que o campo necessário para romper este dielétrico ( $E_i$ ). A partir deste ponto, com o incremento da tensão aplicada sobre a célula geradora de ozônio, inicia-se a descarga. A descarga é auto regulada pelo efeito causado pelo acúmulo de cargas na superfície do dielétrico de vidro. Desta maneira, o campo elétrico no gap de ar fica limitado à  $E_i$ . A Descarga se extingue quando a tensão aplicada sobre a célula para de aumentar, isto é, quando a tensão atinge seu valor de pico,  $V_{MAX}$ . Desta forma, o número de moléculas de ozônio produzidas desde o início da descarga até o momento em que a tensão de pico é alcançada é dada pela equação 2.10

$$N = K \cdot A \left( \frac{V_{MAX}}{k_a} - E_i \right) \quad (2.10)$$

A diferença entre a tensão aplicada e a tensão sobre o gap de ar fica aplicada sobre o dielétrico de vidro, representando uma limitação prática para a célula, uma vez que o dielétrico pode se romper se submetido a tensões muito altas.

A equação que expressa taxa de geração de ozônio dada por g/h pode ser conseguida adicionando-se um fator de tempo, como se verifica na equação 2.11 [18].

$$T = K \cdot f \cdot A \left( \frac{V_{MAX}}{d_a + d_v / \epsilon} - E_i \right) \quad (2.11)$$

$d_a$  → Comprimento dielétrico de ar;

$d_v$  → Comprimento dielétrico de vidro;

$\epsilon$  → Permissividade relativa do vidro;

$V_{MAX}$  → Pico de tensão sobre a célula;

$E_i$  → Campo elétrico com o qual o dielétrico de ar é rompido;

$A$  → Área superficial do dielétrico de vidro;

$f$  → Frequência da tensão sobre a célula.

$K$  → Constante de proporcionalidade;

$T$  → Taxa de geração de ozônio [g/h]

### 2.3. Modelo elétrico do transformador de alta tensão

O modelo elétrico do transformador adotado está exposto na figura 2.4. Seus parâmetros refletidos ao primário são:

$R_s$ : resistência série equivalente;

$L_{disp}$ : indutância de dispersão equivalente;

$R_p$ : resistência que representa as perdas no núcleo do transformador;

$C_p$ : capacitância equivalente dos enrolamentos;

$L_{mag}$ : indutância de magnetização;

$n_e$ : relação de espiras do transformador.

Algumas características do transformador de alta tensão diferem dos transformadores comuns, como por exemplo, a indutância de dispersão, que é maior devido à necessidade de maior isolamento galvânica entre primário e secundário. O elevado número de espiras do secundário resulta numa alta capacitância distribuída. Esta capacitância, refletida ao lado de baixa tensão é de valor considerável, pois é multiplicada pelo quadrado da relação de espiras.

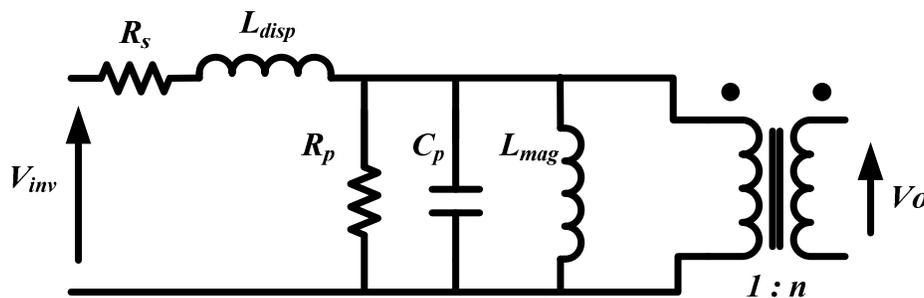


Figura 2.4 – Modelo elétrico do transformador

A impedância de entrada do transformador é dada pela equação 2.12. A função de transferência do sistema, expressando a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é

mostrada na equação 2.13. O efeito não linear da célula ozonizadora foi desprezado para dar maior simplicidade ao modelo. Sendo  $C_{eq}$  a capacitância equivalente entre a capacitância dos enrolamentos do transformador e a capacitância da carga, modelada como um capacitor não variável referido ao primário.

$$Z_{in} = \frac{R_s + s \left[ L_{disp} + L_{mag} \left( 1 + \frac{R_s}{R_p} \right) \right] + s^2 L_{mag} \left( \frac{L_{disp}}{R_p} + C_p R_s \right) + s^3 L_{disp} L_{mag} C_p}{1 + s \frac{L_{mag}}{R_p} + s^2 L_{mag} C_p} \quad (2.12)$$

$$\frac{V_o}{V_{inv}} = n_e \cdot \frac{s R_p L_{mag}}{s^3 R_p L_{disp} L_{mag} C_{eq} + s^2 (R_s R_p L_{mag} C_{eq} L_{disp} L_{mag}) + s (R_s L_{mag} + R_p L_{disp} + R_p L_{mag}) + R_s \cdot R_p} \quad (2.13)$$

## 2.4. Ensaio do transformador e da carga

O transformador deve ser ensaiado a fim de se obter algumas informações relativas aos parâmetros elétricos necessários para se obter a curva de impedância. Os parâmetros do transformador são importantes para se determinar a região de operação do transformador e da carga, uma vez que se pretende fazer uso da ressonância entre as indutâncias e capacitâncias presentes no conjunto para efetuar o chaveamento suave.

O ensaio do transformador com a carga já conectada foi realizado utilizando um circuito eletrônico que sintetiza uma forma de onda de tensão quadrada que é aplicada ao conjunto. O ensaio foi realizado com utilizando uma fonte de tensão contínua, com amplitude de aproximadamente 25 V. O ensaio consiste em uma varredura em frequência para determinar a impedância de entrada do conjunto transformador-carga para cada frequência de operação. A metodologia para a realização do ensaio foi realizada segundo [4]. A curva de impedância de entrada do sistema transformador-carga é mostrada na figura 2.5 e a curva do ganho de tensão do transformador é mostrada na figura 2.6. As curvas obtidas apresentam resultados próximos aos resultados mostrados em [4].

A tabela a seguir mostra os valores dos parâmetros do conjunto carga-transformador:

*Tabela 2.1 – Parâmetros estimados do transformador com carga*

| $L_{disp}$ | $L_{mag}$  | $C_p$     | $R_s$             | $R_p$              |
|------------|------------|-----------|-------------------|--------------------|
| 34,42 [mH] | 315,6 [mH] | 99,1 [nF] | 3,06 [ $\Omega$ ] | 8,33 [ $k\Omega$ ] |

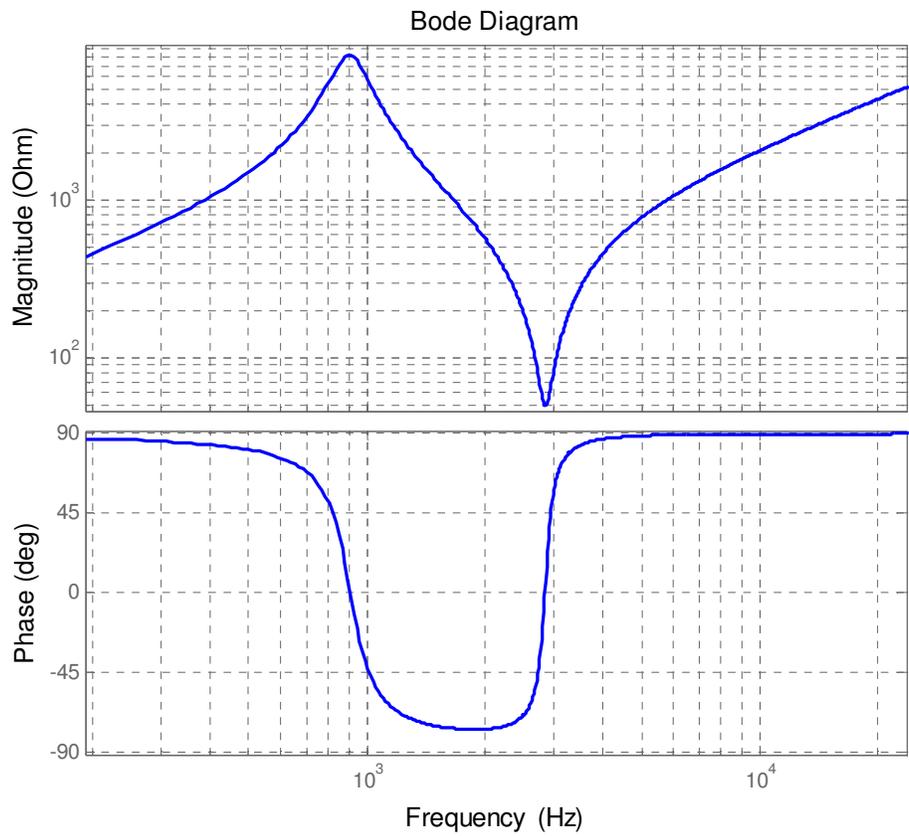


Figura 2.5 – Módulo da impedância do transformador com carga versus frequência

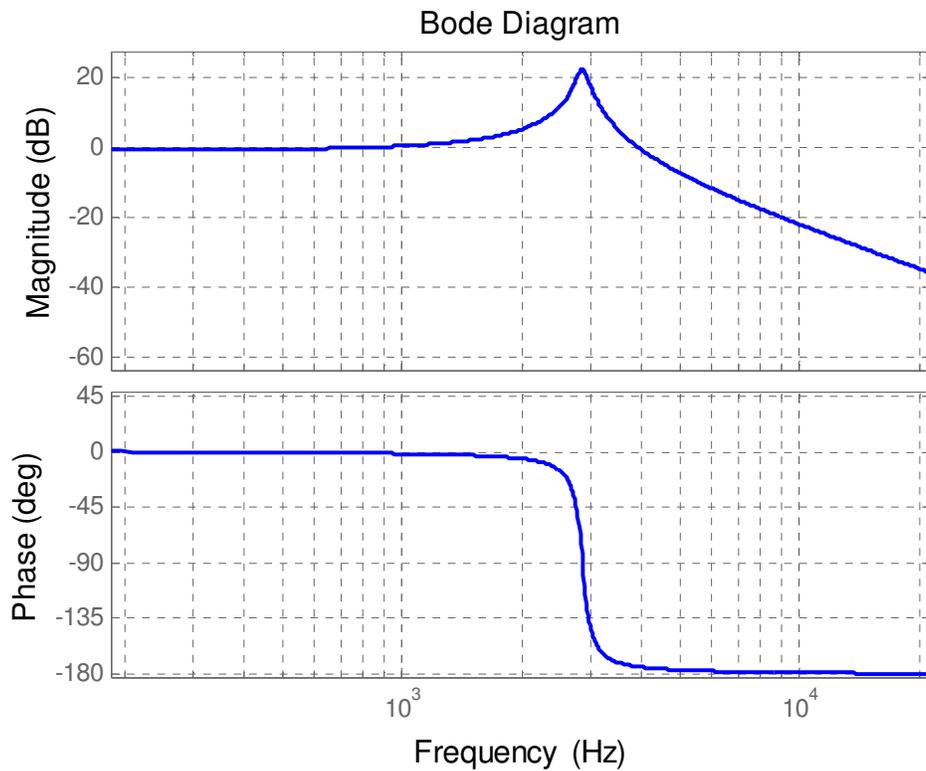


Figura 2.6 - Ganho de tensão do transformador com carga versus frequência.

Das curvas apresentadas, nota-se que a frequência de ressonância paralela ficou em torno de 0,9 kHz e a frequência de ressonância série em torno de 2,85 kHz. A frequência de ressonância série pode ser estimada por meio da equação 2.14, enquanto a frequência de ressonância paralela é estimada pela equação 2.15.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{disp} C_{eq}}} \quad (2.14)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{mag} C_{eq}}} \quad (2.15)$$

## 2.5. Conclusão

Este capítulo abordou a modelagem da célula geradora de ozônio e do transformador elevador de tensão. Além do modelo da célula, foram discutidos os parâmetros físicos envolvidos no processo, permitindo identificar os fatores que interferem diretamente na produção de ozônio, tais como frequência e área da célula.

A modelagem do transformador foi realizada por meio de um modelo simplificado, permitindo a obtenção das equações da impedância e do ganho de tensão, bem como seus respectivos gráficos.

# Capítulo 3

## Estudo de Métodos de Controle de Potência

### 3.1. Modulação em Freqüência

O conversor proposto neste trabalho tem como objetivo regular a potência entregue ao conjunto formado pelo transformador e pela célula ozonizadora, pois a produção de ozônio é proporcional à potência entregue à célula. Por isso este conversor deve apresentar a capacidade de variar sua potência de saída [4].

Uma das formas de se conseguir regular a potência entregue à célula ozonizadora se dá por meio da variação da freqüência da tensão de saída do conversor. Esta técnica torna-se possível devido à produção de ozônio ser proporcional à freqüência da tensão sobre a célula geradora de ozônio, conforme a equação 2.11. O conversor deve ser projetado para operar na região indutiva, logo acima a ressonância série, para que se obtenha um elevado ganho de tensão, alto fator de potência e também a comutação suave

O esquema elétrico utilizado na simulação do controle de potência por meio da freqüência está exposto na figura 3.3 . O circuito foi simulado no software PSIM, que possibilita a utilização de códigos escritos em linguagem C padrão ANSI. Estes programas podem ser compilados em qualquer compilador ANSI C. O PSIM provê o bloco DLL com entradas que são as interfaces do circuito simulado com o arquivo compilado.

Nesta simulação, o bloco DLL utiliza o programa Ozo\_Freq.dll para implementar a lógica necessária para a operação no modo de regulação por freqüência. Como entrada do programa, tem-se um sinal de tensão constante, que indica qual será a freqüência de chaveamento. As duas saídas do bloco contêm os sinais de comando dos semicondutores de potência, responsáveis por aplicar uma tensão quadrada sobre a carga.

A carga conectada ao conversor é formada pelo transformador e pela célula ozonizadora, conforme ilustrado na figura 3.1. Os valores utilizados na simulação são os mesmos obtidos do ensaio do transformador conectado à célula, conforme tabela 2.1.

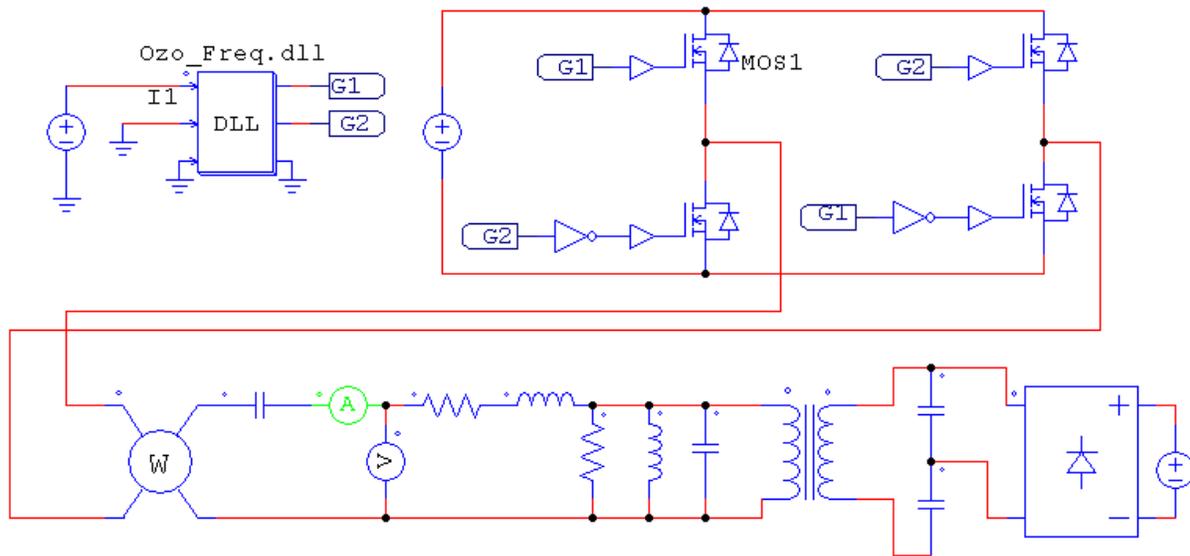


Figura 3.1 – Esquema elétrico da regulação em frequência.

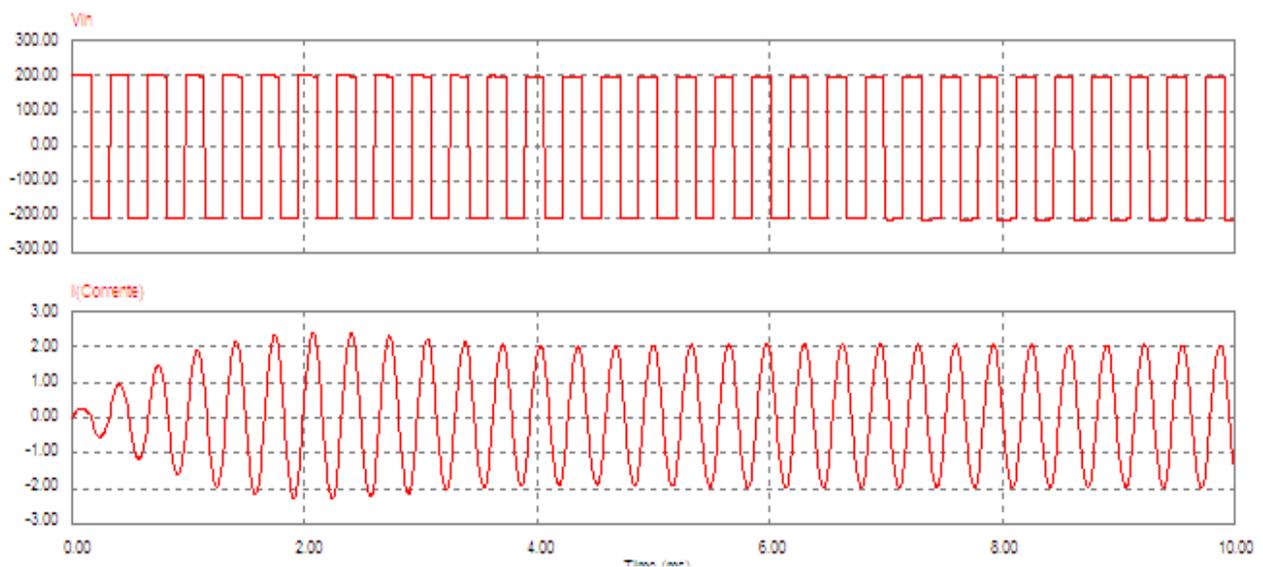


Figura 3.2 – Formas de onda da tensão e corrente na carga para regulação por frequência.

No esquema também pode ser notada a presença de um voltímetro, de um amperímetro e de um wattímetro. Estes componentes são utilizados para mostrar a tensão, corrente e potência

entregues ao conjunto formado pelo transformador e pela célula ozonizadora, conforme mostrado na figura 3.1. Nesta simulação, a frequência de chaveamento utilizada, ou seja, frequência da tensão de saída foi de 3,1 kHz.

Nota-se que, na partida, a amplitude da corrente cresce até atingir um valor máximo e depois se estabiliza em uma amplitude de regime ligeiramente menor. Esta oscilação da corrente na partida do sistema se deve ao fato dos capacitores e indutores estarem com condições iniciais nulas. A figura 3.3 ilustra em detalhe as formas de ondas mostradas na figura 3.2, já com a corrente estável. Por meio desta figura, percebe-se que a corrente está atrasada em relação à tensão, caracterizando a operação na zona indutiva da impedância, o que já era esperado, pois a frequência de chaveamento é de 3,1 kHz

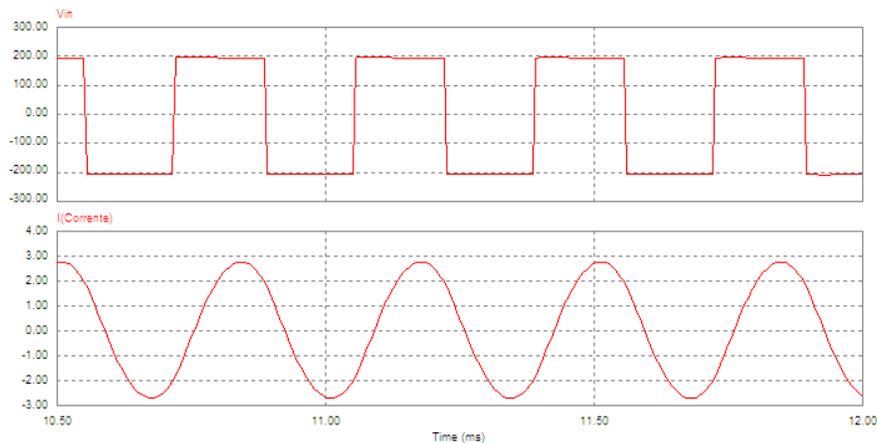


Figura 3.3 – Detalhe da figura 3.2

A figura 3.4 mostra que a potência demandada pelo transformador conectado à célula geradora de ozônio diminui com o aumento da frequência de operação, uma vez que a tensão aplicada diminui. Porém, conforme a equação 2.11, a produção de ozônio aumenta proporcionalmente à frequência de operação. A mesma equação mostra que, a taxa de geração de ozônio também é proporcional ao pico da tensão aplicada, porém, conforme discutido anteriormente, a diferença entre a tensão aplicada e a necessária para romper a rigidez dielétrica do ar, fica aplicada sobre o dielétrico de vidro, não contribuindo para a geração de ozônio

Conforme discutido na seção anterior, a taxa de geração de ozônio é proporcional à potência se a tensão sobre a célula for mantida constante, à medida que ocorre a variação da frequência. Conforme

Portanto, na regulação por frequência, a potência pode não ser proporcional à geração de ozônio, a menos que se utilize alguma técnica para manter a tensão de saída estável, ou que se restrinja a faixa de variação da frequência, a fim de aplicar à célula geradora de ozônio tensões que, garantidamente, rompam o dielétrico e mantenham a descarga. Uma outra alternativa, largamente estudada na literatura [11][12][13], é utilização da Modulação por Densidade de Pulsos, conhecida como PDM, descrita na próxima seção.

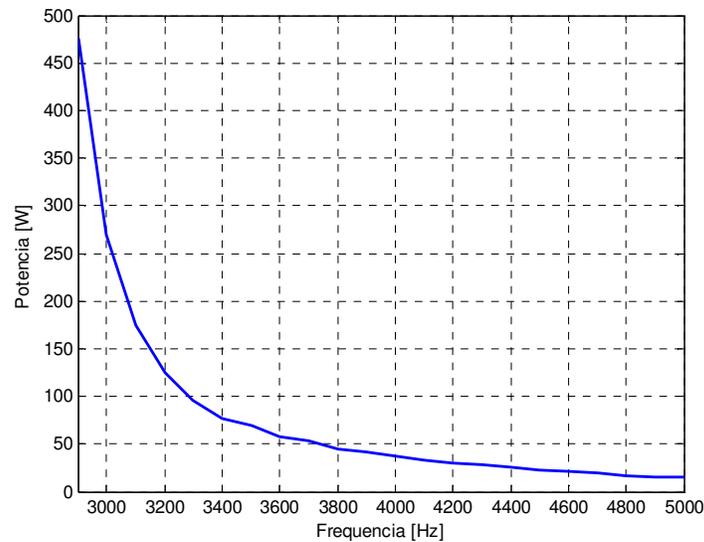


Figura 3.4 – Potência de saída do inversor versus frequência – Simulação.

### 3.2. Regulação da potência por PDM

Na operação do conversor em modo PDM, a ponte inversora pode assumir três estados distintos, como mostrado na figura 3.5. Inversores fonte de tensão convencionais têm apenas dois estados de chaveamento, os modos I e II. Inversores com modulação PDM, além dos modos citados, também apresentam o modo III, no qual a tensão de saída do inversor é zero [5]. Se o fator de qualidade do circuito ressonante equivalente for suficientemente alto, a corrente ressonante continua a fluir, através das chaves e dos diodos da parte inferior da ponte inversora.

O modo III pode ser implementado ora ligando simultaneamente as chaves da parte inferior da ponte inversora, ora ligando simultaneamente as chaves da parte superior. Esta alternância entre as chaves superiores e inferiores evita o desgaste prematuro, fazendo que todas as chaves apresentem o mesmo número de comutações.

A figura 3.8 ilustra o princípio de operação da regulação em frequência baseada em PDM. Uma onda quadrada é sintetizada pelo inversor durante uma parte do período, modos I e II. Durante a outra parte do período, o inversor atua como uma fonte de tensão zero, modo III. Este modo de operação também é conhecido na literatura como período de livre ressonância. A potência média de saída do inversor, ou seja, a potência ativa aplicada à carga, pode ser regulada pelo ajuste da densidade de pulsos de tensão. A figura 3.6 corresponde ao caso de uma densidade de pulsos de 5/8, no qual os modos I e II se alternam a cada meio ciclo da frequência de chaveamento, criando uma onda de tensão quadrada alternada. Após o quinto ciclo de chaveamento, o inversor entra no modo III durante os ciclos restantes, até completar 8 ciclos de chaveamento, produzindo o estado de tensão zero na saída [7]. A alternância entre os modos I e II e o modo III forma um período PDM. Em outras palavras, existem um total de 8 ciclos de chaveamento dentro de um período PDM. Destes 8 ciclos, 5 são efetivamente aplicados à carga, para um densidade de 5/8.

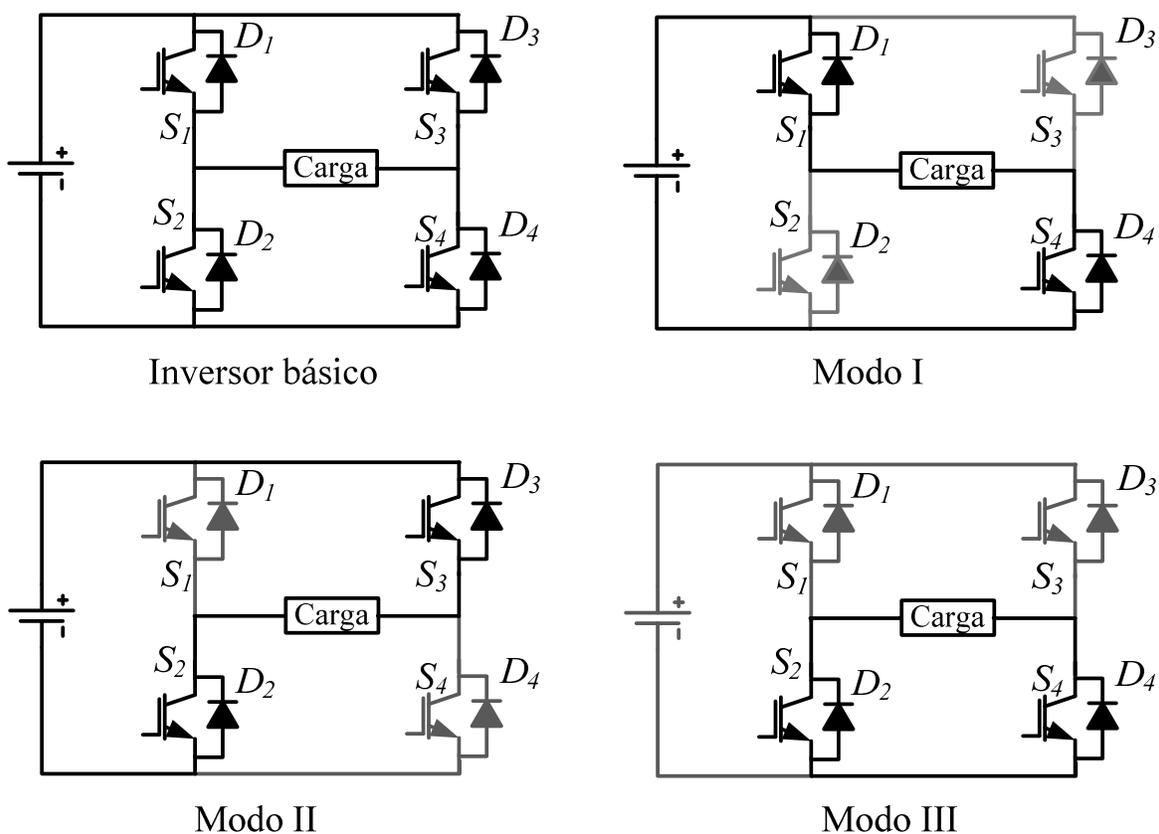


Figura 3.5 – Estados das chaves operando em PDM.

Observando a figura 3.6 percebe-se que a tensão de saída é periódica e que seu valor depende da densidade de pulsos. Isso significa que, quanto maior o número de períodos nos quais o inversor se encontra no modo III, menor será a potência média entregue à carga. Se o modo de operação III não estiver presente no ciclo PDM, a tensão será máxima e conseqüentemente a potência suprida à carga também será máxima [11] [14]. Para evitar a saturação do transformador é importante que, depois de um pulso positivo, haja um negativo, impedindo o aparecimento de um nível médio na tensão imposta ao transformador.

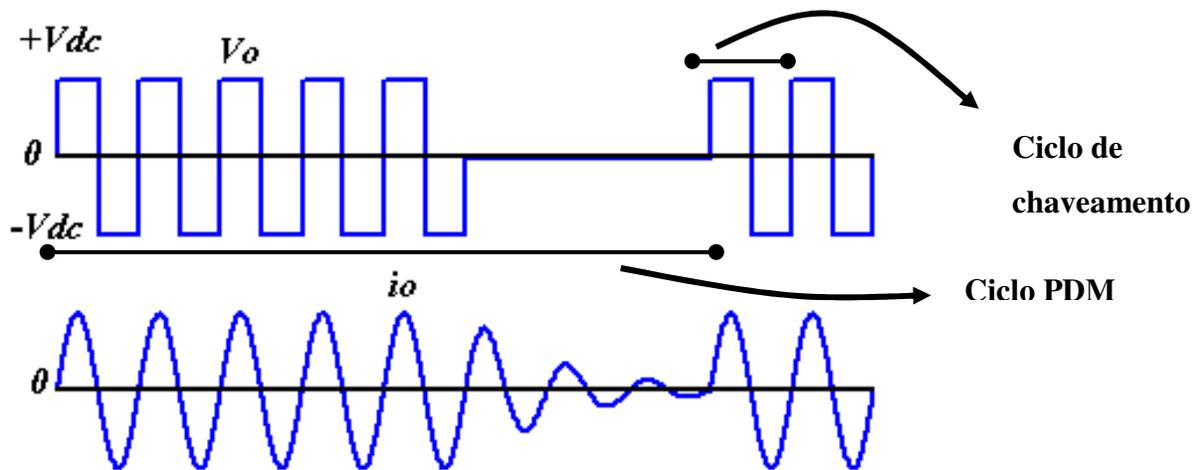


Figura 3.6 – Padrão de chaveamento da operação em PDM.

### 3.2.1 Série Dupla de Fourier de um sinal modulado por densidade de pulsos

Holmes e Lipo [19], mostram uma metodologia para se determinar o espectro oriundo de uma modulação PWM senoidal, ou SPWM, baseado no conceito de célula de chaveamento unitária para onda senoidal. Baseado nisto, este trabalho propõe uma célula de chaveamento unitária para uma onda retangular, através da qual se torna possível a obtenção do espectro de frequência, de forma analítica, da modulação por densidade de pulsos.

O conceito de célula unitária pode ser utilizado para se encontrar a Série de Fourier Dupla de um sinal  $f(t)$  composto por uma onda modulante ou referência e uma onda portadora [19] [20] [21]. Esta célula unitária identifica contornos, dentro dos quais a função  $f(t)$  é constante para variações periódicas da portadora  $x(t)$  e da modulante  $y(t)$ .

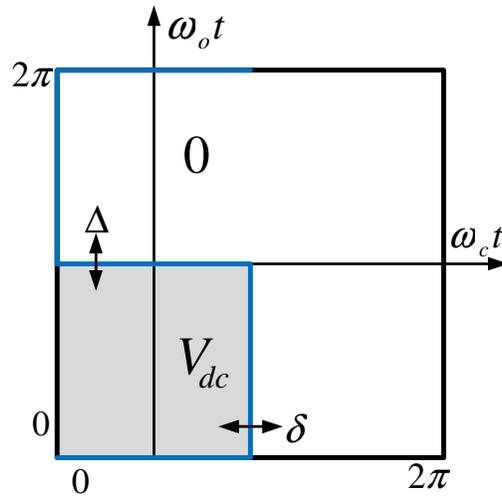


Figura 3.7 – Célula unitária para onda quadrada.

O valor da função  $f(t) = f[x(t), y(t)]$ , dentro de cada região de contorno da célula unitária, representa a tensão resultante em um dos braços da ponte inversora. Para uma onda de referência de baixa frequência, ou modulante, do tipo retangular, é proposta uma célula unitária conforme mostrado na figura 3.7.

Podem ser necessárias variações tanto na largura de pulso da onda de referência de baixa frequência quanto na onda portadora de alta frequência, sendo que a frequência da portadora é igual a frequência de chaveamento do conversor. Por isso, o contorno interior da célula é determinado por  $\Delta$  e  $\delta$ , onde:

$\Delta \rightarrow$  ciclo de trabalho da onda quadrada de referência de baixa frequência

$\delta \rightarrow$  ciclo de trabalho da onda portadora, de alta frequência.

Tanto  $\Delta$  quanto  $\delta$  variam de 0 a  $2\pi$ . Com a variação de  $\Delta$ , altera-se a densidade de pulsos, ou seja, altera-se o ciclo de trabalho da modulante, podendo ocorrer mais pulsos de alta frequência dentro de um período de baixa frequência, alterando o valor médio da potência entregue à carga. Para variações de  $\delta$ , altera-se a largura dos pulsos de alta frequência, mudando com isto, o valor tensão.

A figura 3.8 mostra uma grade composta pela replicação da célula unitária. Enquanto a reta com inclinação  $\omega_o / \omega_c$  estiver sobre a região em cinza da célula, a tensão da onda resultante é igual a  $V_{dc}$ , esta tensão retorna a zero quando a reta cruzar pelo contorno e atingir a região branca da célula unitária. Gerando desta forma, a onda modulada por densidade de pulsos.

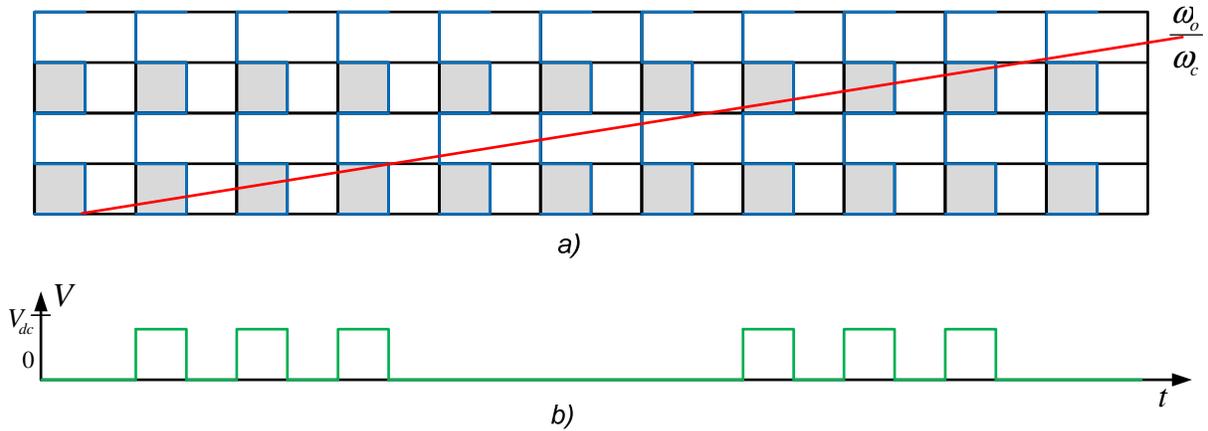


Figura 3.8 – Arranjo de células unitárias para formação da onda PDM.

Uma vez que a frequência da portadora,  $\omega_c$ , geralmente é determinada pela carga, é conveniente escolher a frequência de referência,  $\omega_o$ , de forma a ter a relação  $\omega_c / \omega_o$  como um número inteiro. Desta forma, evita-se a geração de uma onda PDM com período de referência variável.

A Série Dupla de Fourier é dada pela expressão 3.1, na qual o primeiro termo refere-se ao valor médio. O segundo termo refere-se às harmônicas da banda base. O terceiro termo consiste em harmônicas da portadora e o quarto, em harmônicas laterais às harmônicas da portadora.

$$f(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=0}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(mx) + B_{m0} \sin(mx)] + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \quad (3.1)$$

Ou, na forma mais geral:

$$f(x, y) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \quad (3.2)$$

Onde:

$$x(t) = \omega_c t + \theta_c \quad \text{e} \quad y(t) = \omega_o t + \theta_o$$

$$\omega_c = \frac{2\pi}{T_c} \rightarrow \text{freqüência angular da portadora}$$

$T_c \rightarrow$  período da portadora

$\theta_c \rightarrow$  ângulo de fase da portadora

$$\omega_o = \frac{2\pi}{T_o} \rightarrow \text{freqüência angular da fundamental}$$

$T_o \rightarrow$  período da onda de referência

$\theta_o \rightarrow$  ângulo de fase da onda de referência

O índice da portadora,  $m$ , e o índice da modulante,  $n$ , definem a freqüência de cada componente harmônica da tensão de saída do inversor. Para  $m=n=0$  tem-se o primeiro termo da série, que corresponde ao valor médio da onda modulada por largura de pulso. Para  $m=0$ , as freqüências harmônicas são definidas por  $n$ , sendo chamadas de harmônicas da Banda Base. Já para  $n=0$  as freqüências harmônicas se devem apenas à portadora, sendo definidas por  $m$  e chamadas de harmônicas da portadora. Quando  $m \neq 0$  e  $n \neq 0$  tem-se as harmônicas das Bandas Laterais às harmônicas da portadora.

Os coeficientes da DFS podem ser calculados por:

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x, y) \cos(mx + ny) dx dy \quad (3.3)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x, y) \sin(mx + ny) dx dy \quad (3.4)$$

Ou na forma complexa:

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3.5)$$

Para facilitar os cálculos, os coeficientes  $C_{00}$ ,  $C_{0n}$ ,  $C_{m0}$  e  $C_{mn}$  são calculados separadamente.

Cálculo do valor médio:

$$C_{00} = A_{00} + jB_{00} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \int_0^{\delta} V_{dc} e^{j(0 \cdot x + 0 \cdot y)} dx dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \int_0^{\delta} dx dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \delta dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \Delta \delta \quad (3.6)$$

$$\text{Portanto: } A_{00} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \Delta \delta \quad \text{e} \quad B_{00} = 0$$

Cálculos dos coeficientes da Banda Base

$$\begin{aligned} C_{0n} = A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \int_0^{\delta} V_{dc} e^{j(0 \cdot x + ny)} dx dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \int_0^{\delta} e^{jny} dx dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \delta e^{jny} dy = \\ &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \delta \left[ \frac{e^{jn \cdot \Delta} - e^{jn \cdot 0}}{jn} \right] = \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta \left[ \frac{\cos(n \cdot \Delta) + j \sin(n \cdot \Delta) - 1}{j} \right] = \\ &= \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta [j + \sin(n \cdot \Delta) - j \cos(n \cdot \Delta)] \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\text{Portanto: } A_{0n} = \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta \sin(n \cdot \Delta) \quad \text{e} \quad B_{0n} = \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta [1 - \cos(n \cdot \Delta)]$$

Cálculo dos coeficientes da portadora:

$$\begin{aligned} C_{m0} = A_{m0} + jB_{m0} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \int_0^{\delta} V_{dc} e^{j(m \cdot x + 0 \cdot y)} dx dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \int_0^{\delta} e^{jmx} dx dy = \\ &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{\Delta} \left[ \frac{e^{j(\delta m)} - e^{j(0 \cdot m)}}{jm} \right] dy = \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \int_0^{\Delta} 2[j + \sin(m \cdot \delta) - j \cos(m \cdot \delta)] dy = \\ &= \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} [j + \sin(m \cdot \delta) - j \cos(m \cdot \delta)] \cdot \int_0^{\Delta} dy = \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} [j + \sin(m \cdot \delta) - j \cos(m \cdot \delta)] \cdot \Delta \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\text{Portanto: } A_{m0} = \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \cdot \sin(m \cdot \delta) \quad \text{e} \quad B_{m0} = \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta [1 - \cos(m \cdot \delta)]$$

Cálculo dos coeficientes das Bandas Laterais à portadora:

$$\begin{aligned}
C_{mn} &= A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^\Delta \int_0^\delta V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^\Delta \int_0^\delta V_{dc} e^{jny} e^{jmx} dx dy = \\
&= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^\Delta e^{jny} \left[ \frac{e^{j(\delta n)} - e^{j(0 \cdot m)}}{jm} \right] dy = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[ \frac{e^{j(\delta n)} - e^{j(0 \cdot m)}}{jm} \right] \int_0^\Delta e^{jny} dy = \\
&= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[ \frac{e^{j(\delta n)} - e^{j(0 \cdot m)}}{jm} \right] \cdot \left[ \frac{e^{n \cdot \Delta} - e^0}{jn} \right] = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[ \frac{e^{j(\Delta n + \delta n)} - e^{j(\delta n)} - e^{n \cdot \Delta} + 1}{j^2 mn} \right] = \tag{3.9} \\
&= \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [-e^{j(\Delta n + \delta n)} + e^{j(\delta n)} + e^{n \cdot \Delta} - 1] = \\
&= \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [-\cos(\Delta n + \delta n) - j\sin(\Delta n + \delta n) + \cos(\delta n) + j\sin(\delta n) + \cos(\Delta n) + j\sin(\Delta n) - 1] \\
&= \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} \{ \cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1 + j[\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] \}
\end{aligned}$$

Portanto:

$$A_{mn} = \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] e$$

$$B_{mn} = \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)]$$

Para  $x = \omega_c t + \theta_c$  e  $y = \omega_o t + \theta_o$ , substituindo os coeficientes da expressão da Série Dupla de Fourier, obtém-se a seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
f(x, y) &= \frac{V_{dc}}{4\pi^2} \Delta \delta + \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta \sin(n \cdot \Delta) \cdot \cos(ny) + \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta [1 - \cos(n \cdot \Delta)] \cdot \sin(ny) \right] + \\
&+ \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \cdot \sin(m \cdot \delta) \cdot \cos(mx) + \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta [1 - \cos(m \cdot \delta)] \cdot \sin(mx) \right] \tag{3.10} \\
&+ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] \cdot \cos(mx + ny) + \right. \\
&\left. + \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] \cdot \sin(mx + ny) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f(x, y) = & \frac{V_{dc}}{4\pi^2} \Delta \delta + \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta \sin(n \cdot \Delta) \cdot \cos(n\omega_o t + n\theta_0) + \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} \delta [1 - \cos(n \cdot \Delta)] \cdot \sin(n\omega_o t + n\theta_0) \right] + \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \cdot \sin(m \cdot \delta) \cdot \cos(m\omega_c t + m\theta_c) + \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta [1 - \cos(m \cdot \delta)] \cdot \sin(m\omega_c t + m\theta_c) \right] + \\
& + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [\cos(\Delta n) + \cos(\delta m) - \cos(\Delta n + \delta m) - 1] \cdot \cos(m\omega_c t + m\theta_c + n\omega_o t + n\theta_0) + \right. \\
& \left. + \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} [\sin(\Delta n) + \sin(\delta m) - \sin(\Delta n + \delta m)] \cdot \sin(m\omega_c t + m\theta_c + n\omega_o t + n\theta_0) \right]
\end{aligned}$$

O espectro de amplitude e a forma de onda no tempo na figura 3.9, para  $\Delta = \delta = 2\pi \cdot 0.5$ , foram obtidos através da equação 3.10. Nota-se claramente a existência de componentes harmônicas de baixa frequência, inclusive um valor médio. As imperfeições observadas na onda são devidas ao *fenômeno de Gibbs* e ao truncamento da seqüência na 15ª harmônica, tanto na banda base, quanto nas bandas laterais às harmônicas da portadora.

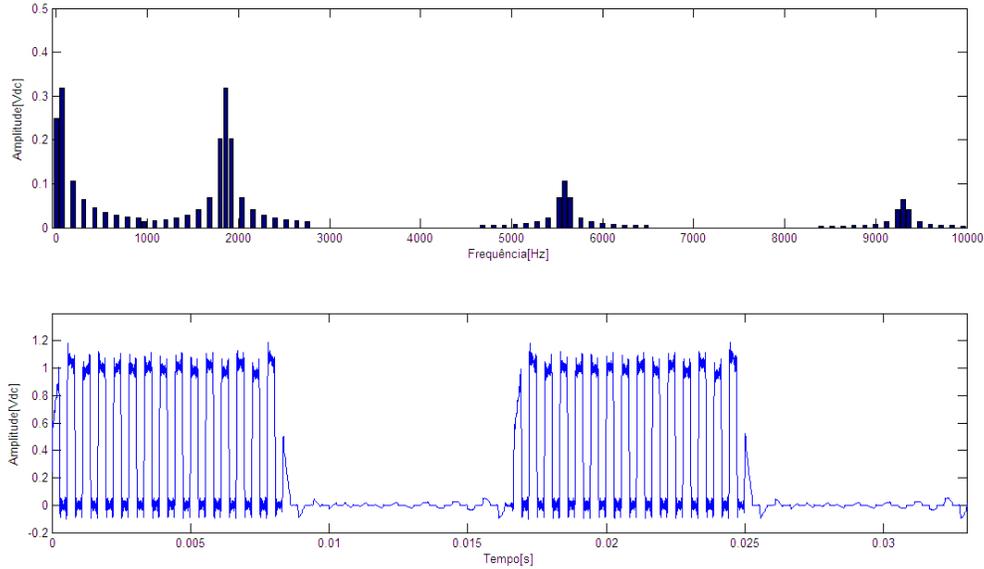


Figura 3.9 – Espectro de uma onda PDM com nível CC e forma de onda modulada com PDM

A forma de onda referente à modulação por densidade de pulsos pode ser obtida pela diferença entre  $f(x, y)|_{\theta_c=0}$  e  $f(x, y)|_{\theta_c=\gamma}$ . Para um inversor de frequência monofásico, isto equivale a aplicar os sinais de controle ao segundo braço com uma defasagem de  $\gamma$  em relação ao primeiro braço do inversor.

Onde:  $\gamma = 2\pi - \delta$ , ou seja, é o complementar da largura dos pulsos de alta frequência.

Portanto:

$$f_{PDM}(x, y) = f(x, y)|_{\theta_c=0} - f(x, y)|_{\theta_c=\gamma} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} f_{PDM}(x, y) &= \frac{V_{dc}}{4\pi} \Delta(\delta - \gamma) + \\ &+ \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} [(\delta - \gamma) \sin(n \cdot \Delta) \cdot \cos(n\omega_o t + n\theta_0) + (\delta - \gamma)[1 - \cos(n \cdot \Delta)] \cdot \sin(n\omega_o t + n\theta_0)] \right\} + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta [\sin(m \cdot \delta) \cdot \cos(m\omega_c t) + \Delta[1 - \cos(m \cdot \delta)] \cdot \sin(m\omega_c t)] \right\} - \\ &- \sum_{m=1}^{\infty} \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \{ [\sin(m \cdot \delta) \cdot \cos(m\omega_c t + m\gamma) + \Delta[1 - \cos(m \cdot \delta)] \cdot \sin(m\omega_c t + m\gamma)] \} + \\ &+ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} \left[ [\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] \cdot \cos(m\omega_c t + n\omega_o t + n\theta_0) + \right. \right. \\ &\left. \left. + [\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] \cdot \sin(m\omega_c t + n\omega_o t + n\theta_0) \right] \right\} - \\ &- \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} \left[ [\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] \cdot \cos(m\omega_c t + m\gamma + n\omega_o t + n\theta_0) + \right. \right. \\ &\left. \left. + [\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] \cdot \sin(m\omega_c t + m\gamma + n\omega_o t + n\theta_0) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Utilizando as relações trigonométricas 3.13 e 3.14, o ângulo de fase das harmônicas da portadora,  $m\gamma$ , passa a fazer parte do cálculo direto dos coeficientes das harmônicas da portadora e das bandas laterais da série dupla de Fourier.

$$A \cos(\xi + m\gamma) = A[\cos(\xi)\cos(m\gamma) - \sin(\xi)\sin(m\gamma)] \quad (3.13)$$

$$B \sin(\xi + m\gamma) = B[\sin(\xi)\cos(m\gamma) - \cos(\xi)\sin(m\gamma)] \quad (3.14)$$

A equação 3.15 expressa a forma final de uma onda modulada em densidade pulso, com largura de pulso da portadora e da referência variáveis.

$$\begin{aligned}
f_{PDM}(x, y) &= \frac{V_{dc}}{4\pi} \Delta(\delta - \gamma) + \\
&+ \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2n\pi^2} [(\delta - \gamma) \sin(n \cdot \Delta) \cdot \cos(n\omega_o t + n\theta_0) + (\delta - \gamma)[1 - \cos(n \cdot \Delta)] \cdot \sin(n\omega_o t + n\theta_0)] \right\} + \\
&+ \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \left[ \left\{ \sin(m \cdot \delta) - (\Delta \cdot \sin(m \cdot \delta) \cos(m\gamma) - [1 - \cos(m \cdot \delta)] \sin(m\gamma)) \right\} \cdot \cos(m\omega_c t) + \right. \right. \\
&\left. \left. + \left\{ [1 - \cos(m \cdot \delta)] - (\Delta[1 - \cos(m \cdot \delta)] \cos(m\gamma) - \sin(m \cdot \delta) \sin(m\gamma)) \right\} \cdot \sin(m\omega_c t) \right] \right\} + \quad (3.15) \\
&+ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{V_{dc}}{2mn\pi^2} \left[ \begin{aligned} &\left\{ \begin{aligned} &[\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] - \\ &- [\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] \cos(m\gamma) - \\ &- [\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] \sin(m\gamma) \end{aligned} \right\} \cdot \cos(m\omega_c t + n\omega_o t + n\theta_0) + \\ &\left\{ \begin{aligned} &[\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] - \\ &- [\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] \cos(m\gamma) + \\ &+ [\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] \sin(m\gamma) \end{aligned} \right\} \cdot \sin(m\omega_c t + n\omega_o t + n\theta_0) \end{aligned} \right] \right\}
\end{aligned}$$

Os coeficientes da série trigonométrica dupla de Fourier são:

$$A_{00} = \frac{V_{dc}}{4\pi} \Delta(\delta - \gamma) \quad (3.16)$$

$$A_{0n} = (\delta - \gamma) \sin(n \cdot \Delta) \quad (3.17)$$

$$B_{0n} = (\delta - \gamma) [1 - \cos(n \cdot \Delta)] \quad (3.18)$$

$$A_{m0} = \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \{ \sin(m \cdot \delta) - (\sin(m \cdot \delta) \cos(m\gamma) - [1 - \cos(m \cdot \delta)] \sin(m\gamma)) \} \quad (3.19)$$

$$B_{m0} = \frac{V_{dc}}{2m\pi^2} \Delta \{ [1 - \cos(m \cdot \delta)] - ([1 - \cos(m \cdot \delta)] \cos(m\gamma) - \sin(m \cdot \delta) \sin(m\gamma)) \} \quad (3.20)$$

$$A_{mn} = \left\{ \begin{aligned} &[\cos(\Delta n) + \cos(\delta n) - \cos(\Delta n + \delta n) - 1] - \\ &- [\cos(\Delta n) + \cos(\gamma m) - \cos(\Delta n + \gamma m) - 1] \cos(m\gamma) - \\ &- [\sin(\Delta n) + \sin(\gamma m) - \sin(\Delta n + \gamma m)] \sin(m\gamma) \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

$$B_{mn} = \left\{ \begin{aligned} &[\sin(\Delta n) + \sin(\delta n) - \sin(\Delta n + \delta n)] - \\ &- [\sin(\Delta n) + \sin(\gamma m) - \sin(\Delta n + \gamma m)] \cos(m\gamma) + \\ &+ [\cos(\Delta n) + \cos(\gamma m) - \cos(\Delta n + \gamma m) - 1] \sin(m\gamma) \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Das equações 3.16 a 3.22 pode-se extrair diretamente o espectro da modulação por densidade de pulsos

### 3.2.2 Análise do Espectro PDM

A figura 3.10, apresenta o espectro e a forma de onda resultante da modulação para um ciclo de trabalho de 50%, ou seja,  $\delta = \pi$ . As componentes referentes à banda base foram eliminadas. Portanto, em regime permanente, não há componentes de baixa frequência presentes na onda modulada.

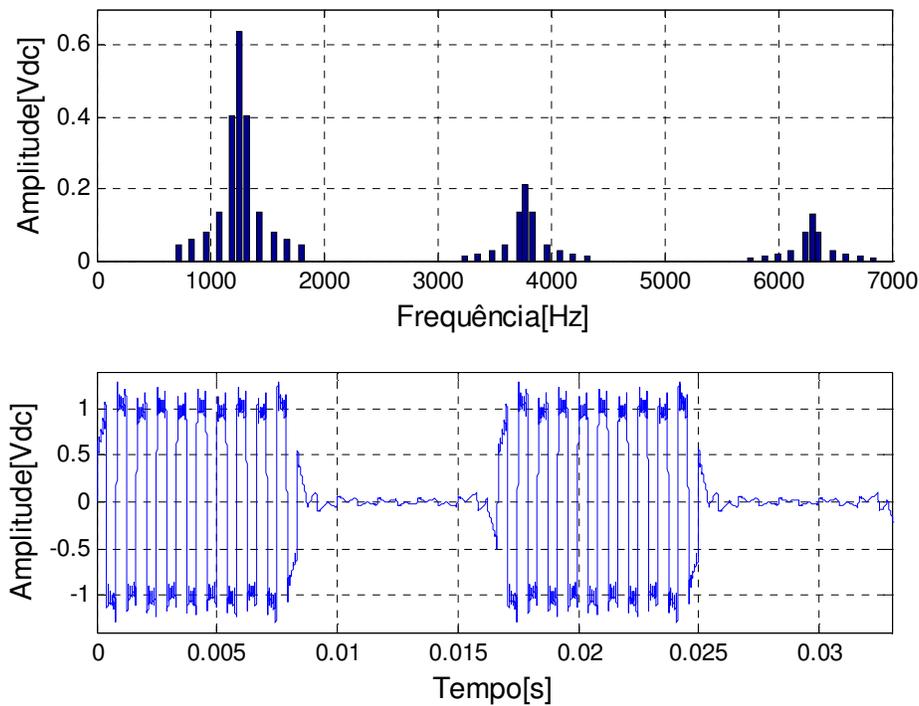


Figura 3.10 – Espectro PDM e onda no tempo para  $\Delta = \pi$  e  $\delta = \pi$ .

Ainda na figura 3.10, as componentes de maior amplitude são as harmônicas da portadora de alta frequência, seguidas pelas componentes das bandas laterais. Para esta figura, utilizou-se uma portadora de 1800 Hz e uma referência de 60 Hz, possibilitando a variação da densidade de pulsos com passo de 1/30. A densidade de pulsos mostrada é de 15/30, ou seja,  $\Delta = 2\pi \cdot 0,5$ , significando que de um total de 30 pulsos, 15 foram aplicados.

A figura 3.11 mostra o espectro PDM obtido com  $\Delta = 2\pi \cdot 0,2$ .

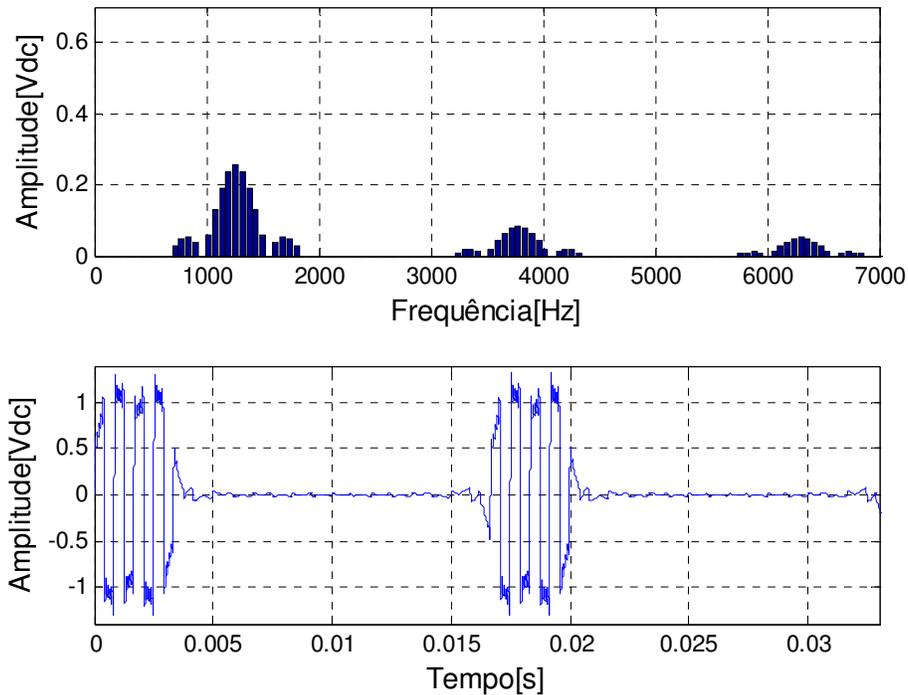


Figura 3.11 – Espectro PDM e onda no tempo para  $\Delta = 2\pi \cdot 0,2$  e  $\delta = \pi$ .

Comparando o espectro da figura 3.10 com o espectro da figura 3.11, nota-se que, variações na largura de pulso da onda modulante,  $\Delta$ , afetam tanto a distribuição espectral como a amplitude das raias, mantendo a característica de eliminação das harmônicas da banda base. A menor amplitude das raias do espectro, apresentada quando a densidade de pulso é baixa, se deve à menor energia presente no sinal. Uma vez que este sinal permanece em nível baixo na maior parte do período PDM. Isto indica que a energia transferida à carga é proporcional à densidade de pulsos.

As figuras 3.12 e 3.13 mostram o comportamento do espectro para variações na largura dos pulsos da onda portadora, mantendo-se a largura da modulante fixa, em  $\Delta = 2\pi \cdot 0,5$ . A figura 3.12 mostra como fica o espectro para uma largura de pulsos da portadora de 35% e ciclo de trabalho da onda de referência de baixa frequência de 50%

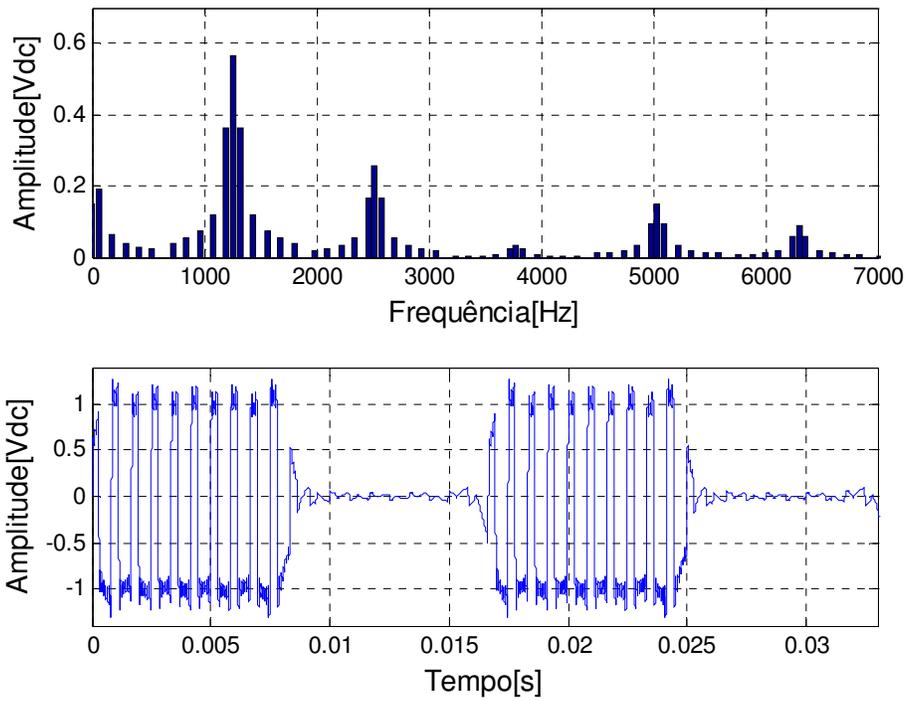


Figura 3.12 – Espectro PDM e onda no tempo para  $\Delta = \pi$  e  $\delta = 0,35 \cdot 2\pi$ .

A figura 3.13 mostra o espectro PDM para um ciclo de trabalho da portadora de 45%.

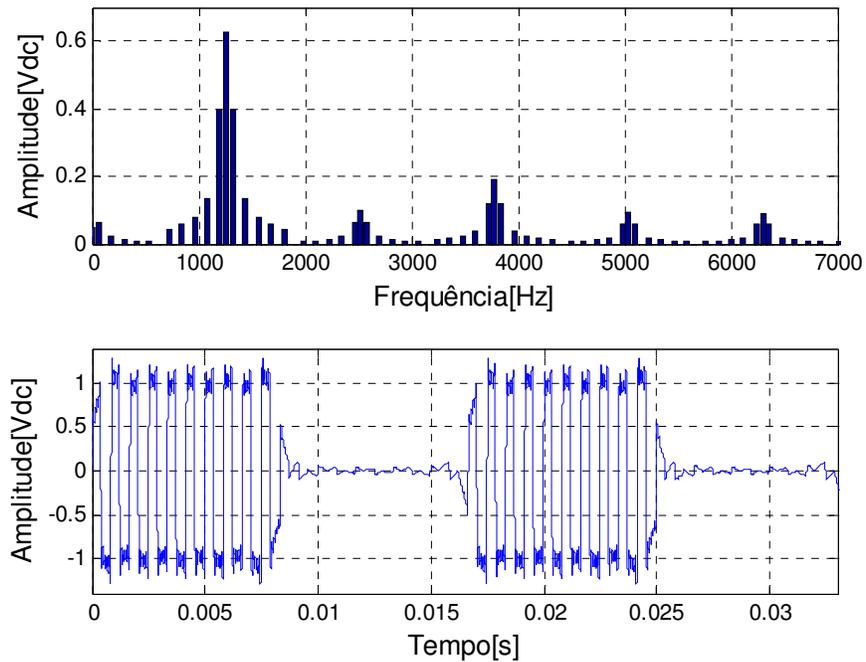


Figura 3.13 – Espectro PDM e onda no tempo para  $\Delta = \pi$  e  $\delta = 0,45 \cdot 2\pi$ .

Para largura de pulso da portadora diferentes de 50% do ciclo de trabalho, isto é,  $\delta \neq \pi$ , é gerado um nível médio, pois o termo médio  $A_{00}$  varia com a mudança de  $\delta$  e  $\gamma$ . Além do nível médio existem componentes de baixa frequência, dadas pelos termos  $A_{0n}$  e  $B_{0n}$ , que correspondem às harmônicas da banda base. O valor das componentes de baixa frequência aumenta a medida que  $\delta$  se torna maior ou menor que  $\pi$ . Conseqüentemente, para manter o equilíbrio de energia, a portadora e seus múltiplos têm suas amplitudes reduzidas.

### 3.2.3 Simulação da regulação de potência por PDM

A simulação da regulação da potência por meio da técnica PDM também foi realizada no PSIM. Diferentemente do caso de regulação por frequência, o bloco DLL possui três entradas, como indicado na figura 3.14.  $V_f$  indica ao programa Ozo\_PDM.dll qual deve ser a frequência de chaveamento.  $V_{tot}$  indica quantos ciclos da frequência de chaveamento formam um ciclo PDM. Por fim,  $V_{at}$  controla o número de ciclos ativos em um período PDM, sendo que, no caso de potência máxima  $V_{at}$  deve ser igual a  $V_{tot}$ . Portanto, a potência média de saída do inversor é regulada pela densidade de pulsos  $V_{at}/V_{tot}$ .

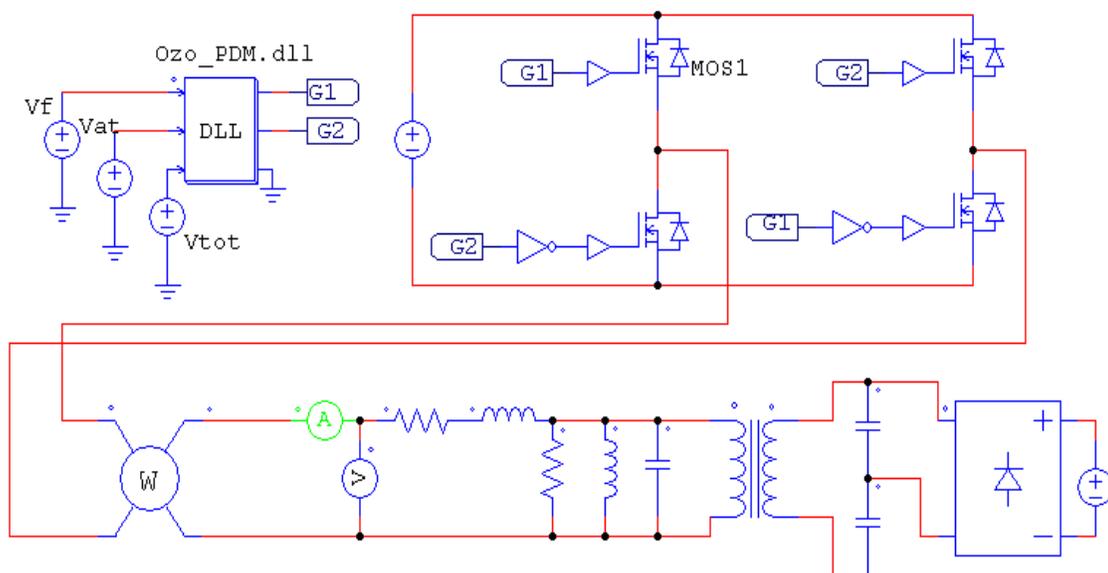


Figura 3.14 – Circuito utilizado na simulação da regulação PDM.

A figura 3.15 mostra as formas de onda da tensão e da corrente do inversor para uma densidade de pulsos de 15/20, com frequência de chaveamento de 3 kHz.

A figura 3.16 apresenta uma vista expandida de um ciclo PDM completo. Como a corrente está atrasada em relação à tensão, o conversor opera na região indutiva da impedância, onde ocorre o chaveamento suave. Nota-se ainda que há um número inteiro de ciclos ativos dentro de um período PDM, para tentar evitar a geração de um nível médio na tensão [14]. As figuras 3.15 e 3.16 mostram ainda que mesmo sem os pulsos ainda há corrente circulando pela carga. Esta corrente se deve à operação no modo III, mostrado na figura 3.5, no qual a circulação desta corrente se dá pelas chaves da parte inferior ou superior do inversor.

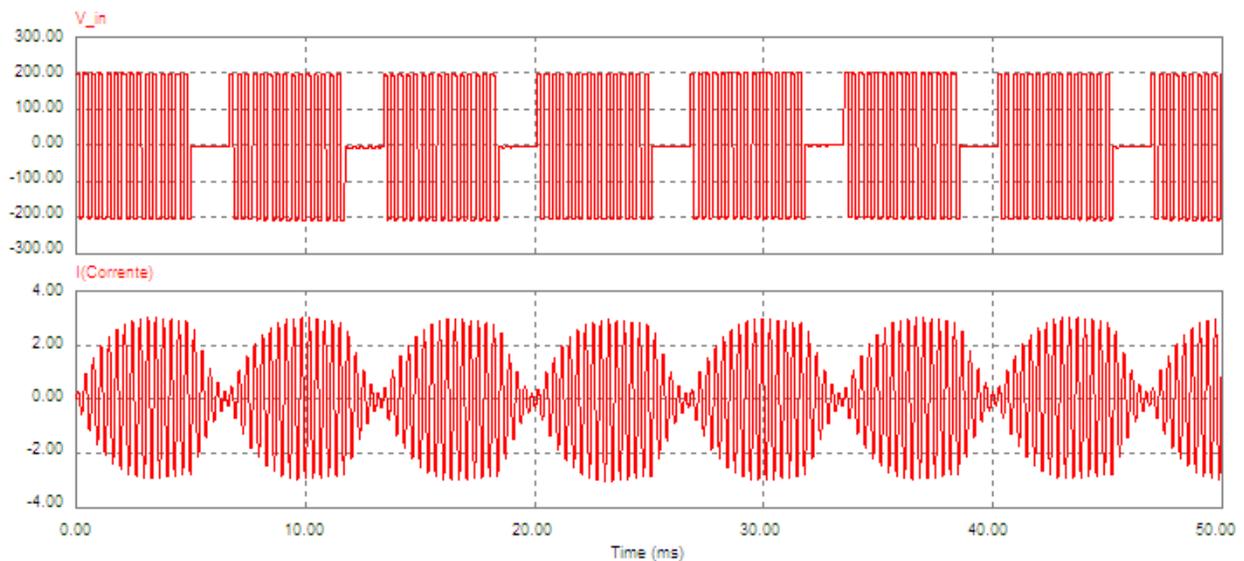


Figura 3.15– Formas de onda da tensão e corrente na carga para regulação PDM.

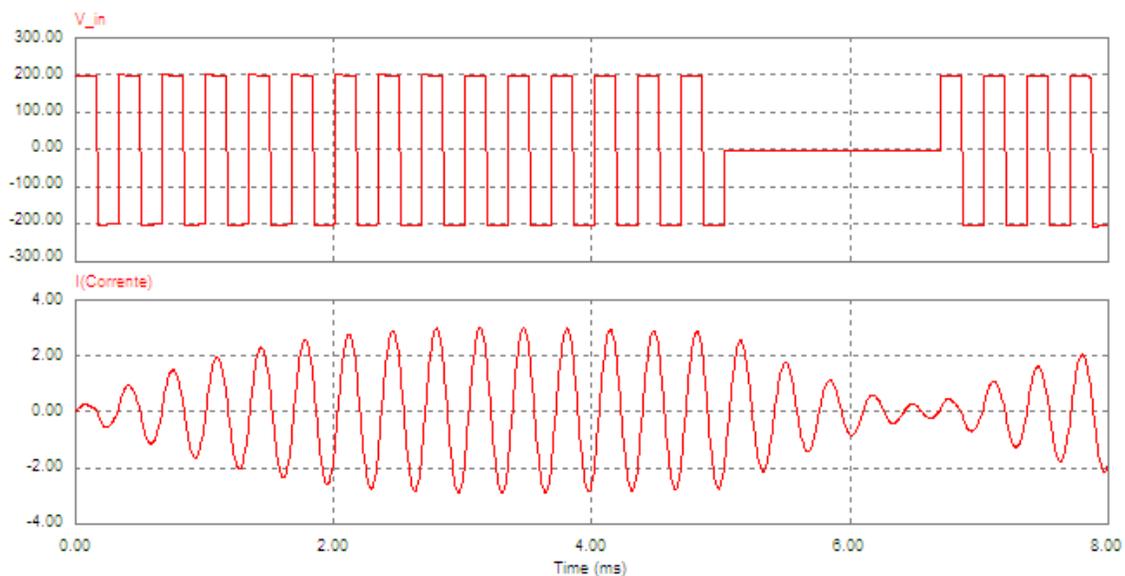


Figura 3.16 – Detalhe de um ciclo PDM da 3.11.

A figura 3.17 traz um gráfico da potência em função da densidade de pulsos de saída do conversor. Com 20 ciclos de chaveamento formando um ciclo PDM, a potência é máxima quando a densidade de pulsos for 20/20. A curva apresenta uma característica de regulação da potência bastante linear, o que é uma vantagem considerável em relação à regulação por frequência, justificando a grande aceitação desta técnica na implementação de conversores para alimentar ozonizadores.

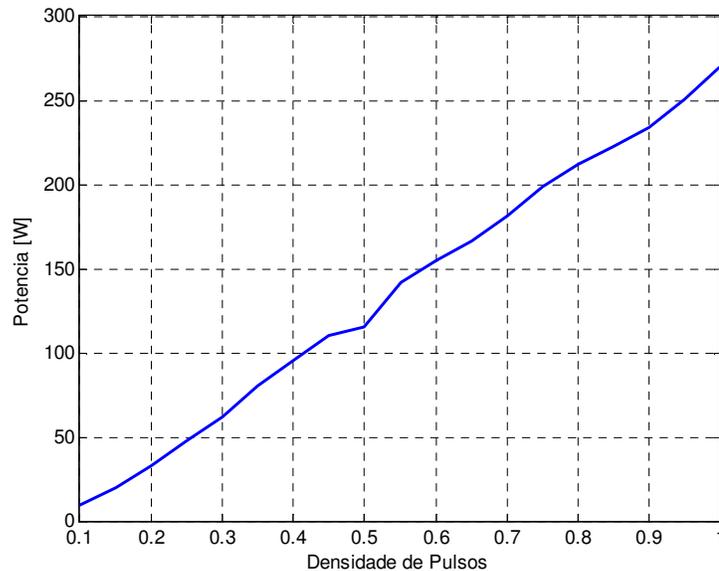


Figura.3.17 – Potência de saída do inversor versus densidade de pulsos – Simulação.

### 3.3. Conclusão

Este capítulo abordou os dois tipos de regulação de potência mais utilizados em inversores para produção de ozônio. A modulação em frequência foi estudada por meio de simulações, obtendo-se uma curva que expressa a potência em relação à frequência de chaveamento. Porém, como discutido na seção 3.1, a geração de ozônio pode não ser proporcional à potência, uma vez que a tensão sobre a célula varia com a frequência.

A modulação por densidade de pulsos também foi discutida neste capítulo, sendo aplicada a técnica da Série Dupla de Fourier para estudar o espectro gerado pela utilização desta modulação. Observou-se que, para operação normal, em regime permanente, não há a geração de componentes de baixa frequência. A relação da potência pela densidade de pulsos é linear e a tensão sobre a célula geradora de ozônio é mantida constante, indicando que a modulação PDM pode ser empregada com maior facilidade, frente à modulação por frequência.

## Capítulo 4

# Implementação de um Conversor Monofásico em Malha Aberta

### 4.1. Circuitos de Potência

A placa de potência foi projetada para o caso de utilização de um inversor trifásico. Para a ponte inversora, foi utilizado o circuito integrado de potência IRAMX16UP60A, fabricado pela *International Rectifier*. Este circuito é composto por um inversor de três braços, utilizando seis IGBTs. Além dos semicondutores de potência, o circuito integrado contém os *drivers* de acionamento das seis chaves. O circuito integrado também disponibiliza um pino para habilitar ou não o funcionamento das chaves. Quando este sinal está em nível alto as chaves estão desativadas. Para a implementação monofásica foram utilizados apenas dois dos três conjuntos de IGBTs disponíveis.

Para cada terminal de gate dos IGBTs há um optoacoplador, servindo de interface entre os dispositivos de potência e o microcontrolador. Esta medida é necessária para garantir a proteção do microcontrolador, isolando-o do circuito de potência. Como saída desses acopladores ópticos, resulta um pulso com polaridade invertida em relação ao pulso aplicado na entrada, o que não representa um problema, pois as entradas dos *drivers* do circuito integrado de potência também são invertidas.

A placa de potência também realiza a medição da corrente que circula pelas chaves do inversor para fins de proteção das mesmas. A corrente que circula pelas chaves inferiores da ponte inversora é sentida por meio de um resistor de  $0,1\Omega$ , colocado entre o terminal de emissor e o terra. O valor do sinal de tensão obtido é comparado com uma referência ajustável. Quando for detectada uma sobrecorrente, um flip-flop coloca em nível alto o sinal que controla a ponte

inversora, desativando-a. Adicionalmente, um aviso luminoso é mostrado, indicando que a proteção atuou. Para que o inversor volte a operar é necessário resetar o flip-flop por meio de um botão colocado na placa.

## 4.2. Circuito de Controle

A implementação do algoritmo de regulação de potência em malha aberta foi realizada em um microcontrolador PIC18F4431 fabricado pela *Microchip*. Este microcontrolador apresenta características interessantes para operação com pontes inversoras, pois tem implementado em *hardware* rotinas para geração de tempo morto, assim como a possibilidade de operar em modo complementar os pinos que ativam a chave superior e a chave inferior de cada braço do inversor.

Há na placa de controle, além do microcontrolador, um *display* de cristal líquido e três botões. O chip pode ser programado diretamente no circuito por meio de um conector RJ-45, que é ligado ao gravador *ICD2*, permitindo a depuração do programa com o sistema rodando. A placa de controle é conectada à placa de potência por meio de um cabo que transmite os pulsos de comando para as chaves semicondutoras, bem como o sinal para habilitar a ponte inversora.

A figura 4.1 mostra uma visão geral do sistema em malha aberta utilizado para estudar os fenômenos envolvidos na modulação por frequência e por densidade de pulsos.

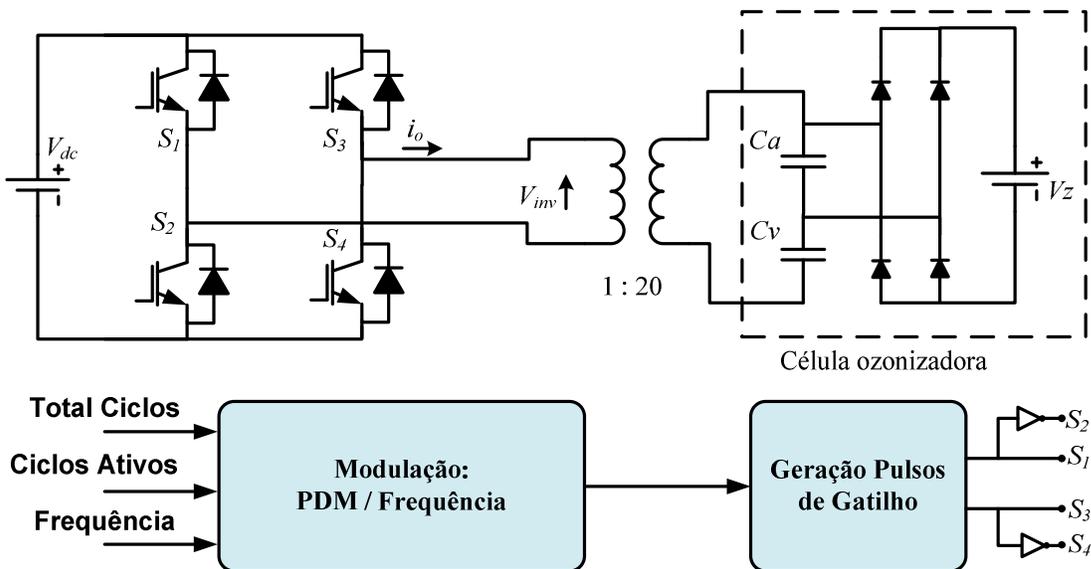


Figura 4.1 – Visão geral do sistema implementado em bancada.

### 4.3. Programa para Regulação da Potência em Malha Aberta

São implementadas duas formas de regulação de potência da carga, conforme explicado nas seções 3.2 e 3.3. As duas soluções foram implantadas conjuntamente, cabendo ao operador escolher qual técnica de regulação utilizar. Os modos de operação podem ser mudados a qualquer instante, mesmo com o conversor operando, passando de uma regulação por densidade de pulso para uma regulação por frequência ou vice versa. O fluxograma resumindo a operação do programa está exposto na figura 4.2, sendo implementado no bloco *Modulação*, mostrado na figura 4.1.

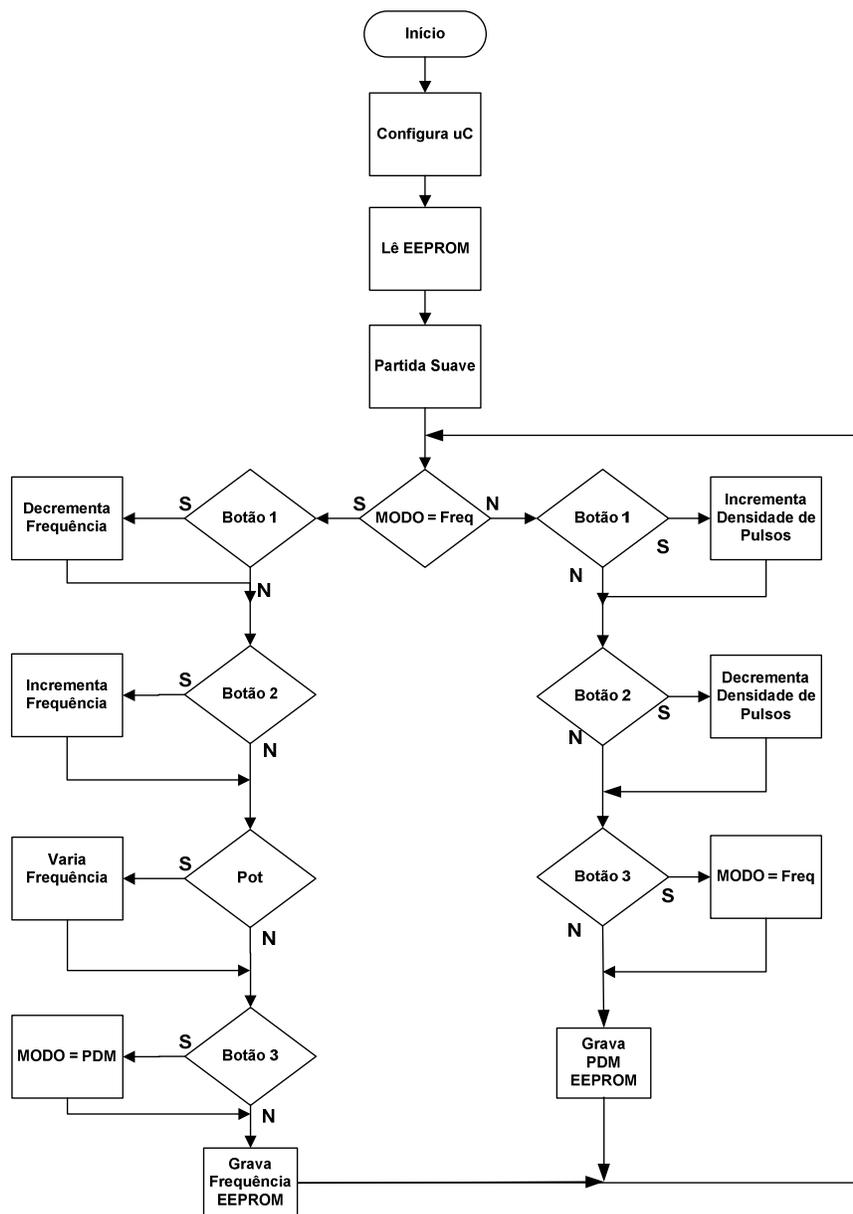


Figura 4.2 – Fluxograma do programa implementado no microcontrolador.

O programa inicia com a configuração do microcontrolador e seus periféricos, tais como o conversor analógico para digital, *timer*, saídas complementares do PWM, registrador de tempo morto e o *display* de cristal líquido. Em seguida, é realizada a leitura de três variáveis gravadas na memória EEPROM. Estas variáveis contêm o último valor da frequência de operação do inversor antes do desligamento do microcontrolador, o último valor de densidade de pulsos e a frequência de chaveamento quando na operação no modo PDM. Em seguida, é realizada a partida suave do conversor, no modo frequência, iniciando com a máxima frequência de operação, até chegar à operação na frequência de trabalho que foi lida da memória.

Depois da partida suave, o programa entra em um *loop* infinito, no qual estão disponíveis as rotinas de leitura de teclado e de escrita no *display*, que são os meios de interface com o operador. Como o programa inicia no modo de regulação por frequência, ao pressionar o botão 1, a frequência de operação é decrementada, aumentando a potência entregue à carga. Ao passo que, ao pressionar o botão 2, a potência diminui, pois a frequência é incrementada. A frequência pode ser variada dentro de limites que impedem a operação na região capacitiva, onde não ocorre a comutação suave. A variação da frequência também pode ser efetuada através do potenciômetro disponível na placa. O microcontrolador faz uma conversão analógica para digital da tensão no potenciômetro, este valor é proporcional à frequência de operação. O potenciômetro atua como um ajuste grosso, permitindo variar rapidamente a frequência, enquanto que os botões atuam como um ajuste fino, colocando o conversor na frequência de operação desejada. Imediatamente após a alteração da frequência, esta é gravada na memória EEPROM.

Se o botão 3 estiver pressionado quando o inversor estiver no modo frequência, uma mensagem mostrada no display pede que seja inserido o valor da frequência de chaveamento para o modo PDM. O valor da frequência para operação PDM é imediatamente gravado na EEPROM, não influenciando na frequência ajustada para o modo frequência. Em seguida se inicia a operação no modo de regulação PDM. Quando operando no modo PDM, ao se pressionar o botão 1, a densidade de pulso é incrementada, aumentando a potência entregue à carga. Ao passo que, ao pressionar o botão 2, a potência diminui, pois a densidade de pulsos é decrementada. Após as alterações, o valor atual da densidade de pulsos é gravado na memória EEPROM. Se o botão 3 for pressionado novamente, a operação do conversor volta ao modo frequência.

#### 4.4. Descrição da comutação suave

Para minimizar as perdas de potência e aumentar o rendimento do conversor, utiliza-se a comutação suave das chaves. Este procedimento é facilitado pela característica da carga. Para que ocorra comutação suave é necessário que a frequência de trabalho esteja abaixo da frequência de ressonância paralela ou acima da frequência de ressonância série, pois nestas regiões a impedância da carga é indutiva, conforme mostra a figura 2.5. Como a célula necessita de uma elevada tensão para iniciar a descarga elétrica, faz-se necessário que o ponto de operação esteja localizado acima da frequência de ressonância série. Pela figura 2.6 nota-se que o ganho de tensão é maior nesta faixa de operação.

A figura 4.3 mostra as formas de onda da tensão e corrente na ponte inversora, indicando as chaves ativas em cada instante. Nota-se que a transição das chaves  $S_1$  e  $S_4$  para  $S_2$  e  $S_3$  faz a tensão sobre a carga mudar de positiva para negativa. A figura 4.1 que mostra a configuração das chaves na ponte inversora e as referências adotadas para corrente e tensão. Como a condução dos transistores é antecedida pela condução dos diodos em antiparalelo, esta comutação ocorre sob tensão e corrente nulas (ZVS e ZCS), eliminando as perdas de comutação.

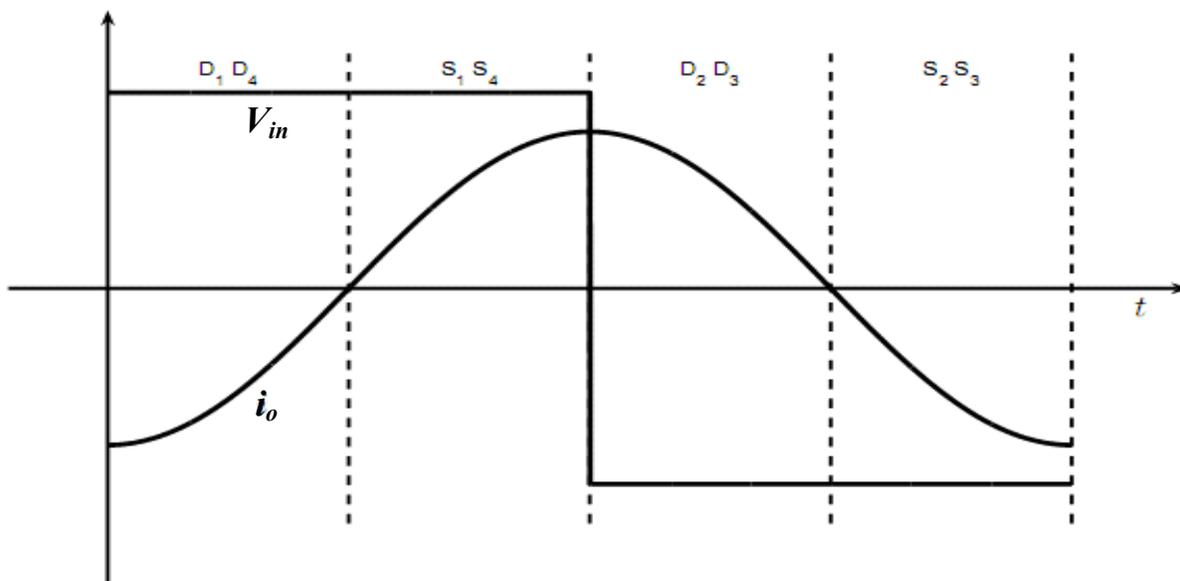


Figura 4.3 – Tensão e corrente para o caso de carga indutiva.

Quando as chaves  $S_1$  e  $S_4$  são desligadas, a corrente continua positiva. O desligamento da chave é facilitado por suas capacitâncias intrínsecas, pois estas atrasam o crescimento da tensão. Quando a tensão sobre as chaves começa a crescer, as capacitâncias intrínsecas se

carregam, desviando a corrente que fluía pelo dispositivo de potência. Como efeito disto, a potência dissipada sobre a chave, no momento do desligamento, é reduzida [22]. Tem-se, neste caso uma comutação ZVS, isto é, sob tensão nula.

Durante o tempo morto, período no qual nenhuma chave está ligada, a corrente flui pelos capacitores intrínsecos. Descarregando os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  e carregando os capacitores  $C_1$  e  $C_4$  conforme detalhado na figura 4.4. Após o período de tempo morto, a corrente circula inicialmente pelos diodos  $D_2$  e  $D_3$  até se inverter, quando passa a fluir pelas chaves.

A transição de  $S_2$  e  $S_3$  para  $S_1$  e  $S_4$  é semelhante ao que foi descrito acima para a transição das chaves  $S_1$  e  $S_4$  para  $S_2$  e  $S_3$ . Mas, neste caso, os capacitores  $C_1$  e  $C_4$  serão descarregados e os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  serão carregados. Posteriormente os diodos  $D_1$  e  $D_4$  conduzirão.

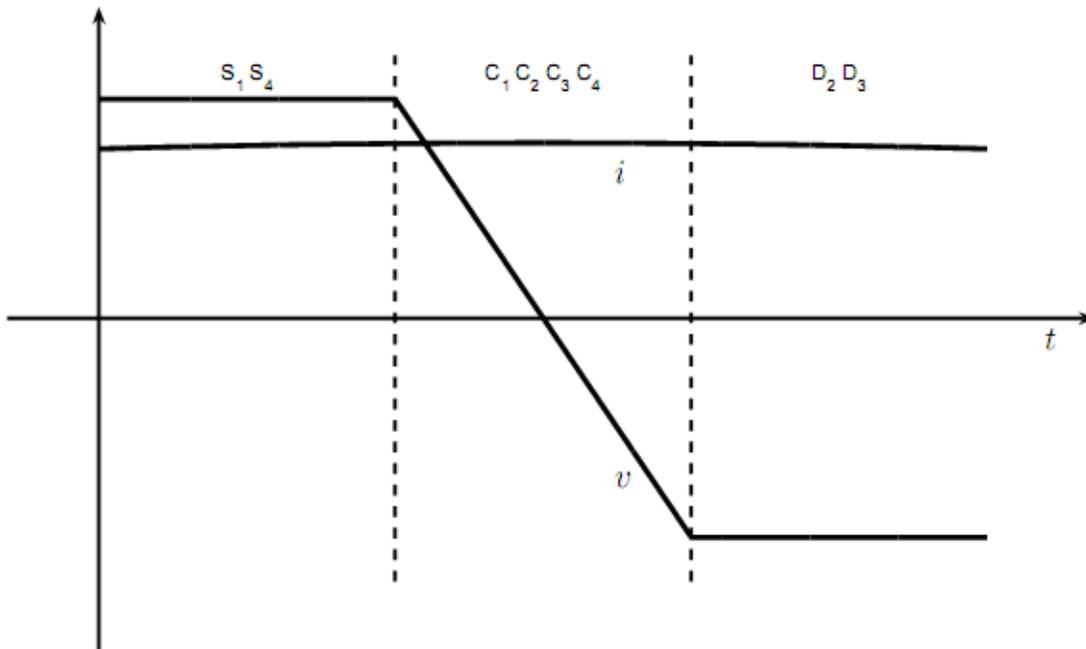


Figura 4.4 – Detalhe da figura 4.3.

Na região capacitiva da curva de impedância da figura 2.4, a corrente está adiantada em relação à tensão. Neste caso, a transição das chaves de  $S_1$  e  $S_4$  para  $S_2$  e  $S_3$  ocorre com corrente negativa. Quando  $S_1$  e  $S_4$  param de conduzir, os diodos  $D_1$  e  $D_4$  assumem a corrente da carga. No período de tempo morto, os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  permanecem carregados. Quando as chaves  $S_2$  e  $S_3$  entram em condução e assumem a corrente que circula pelos diodos  $D_1$  e  $D_4$ , as capacitâncias são descarregadas sobre as estas chaves, causando dissipação de energia durante a comutação.

Esta dissipação de energia sobre a chave diminui tanto o rendimento do conversor, quanto o tempo de vida útil dos componentes.

A seguir são apresentados e discutidos os resultados obtidos pela implementação do sistema descrito acima.

#### 4.5. Resultados Experimentais

Através do circuito montado em bancada, ilustrado na figura 4.5, realizaram-se diversas medições das tensões e correntes envolvidas no processo de regulação da potência, as quais estão expostas nas seções a seguir.

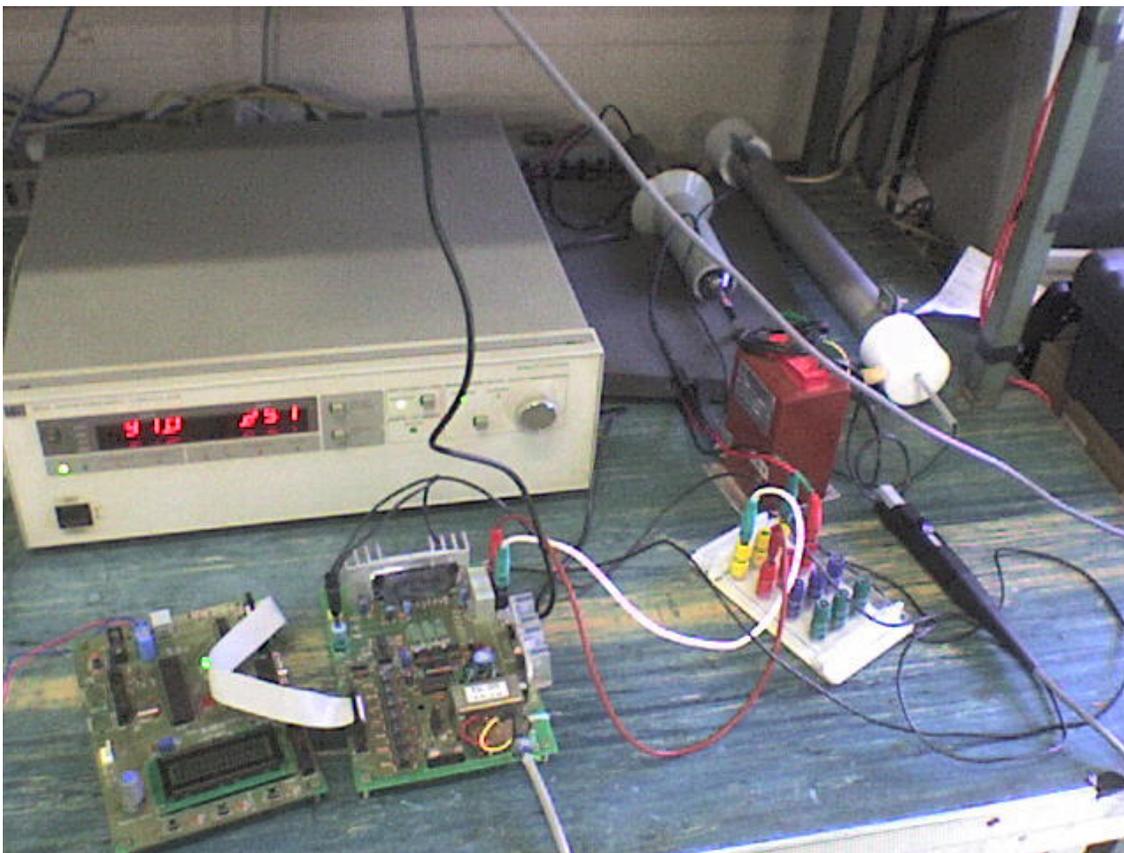


Figura 4.5 – Montagem experimental do conversor.

Ao invés de usar um retificador para suprir a tensão do barramento de corrente contínua do conversor, optou-se por utilizar uma fonte de bancada, pois esta já inclui diversos tipos de proteção, principalmente proteção contra sobrecorrentes. A fonte pode suprir uma corrente de até 5 A, com tensão contínua de 200 V. Em todas as medições efetuadas, a fonte CC está ajustada

para fornecer uma tensão de 195 V. O transformador apresenta tensão nominal de 220 V e relação de transformação igual a 20.

#### 4.6.1 Resultados Experimentais da Regulação por Frequência

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada do transformador estão expostas na figura 4.6, mostrando que a corrente está atrasada da tensão, caracterizando a operação na região indutiva da impedância total do sistema, proporcionando a comutação suave.

A figura 4.7 mostra as formas de onda da tensão e da corrente no secundário do transformador para uma frequência de aproximadamente 3 kHz, mostrando que o ponto de operação está próximo à frequência de ressonância série. Pode-se notar um achatamento na forma de onda da corrente, que se dá no momento que se inicia a descarga eletrostática no interior da célula ozonizadora. Neste instante a corrente apresenta um comportamento linear.

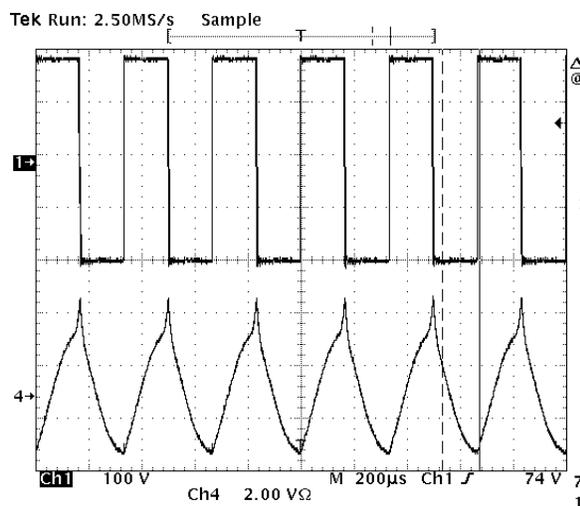


Fig. 4.6 – Tensão e corrente de saída do conversor.

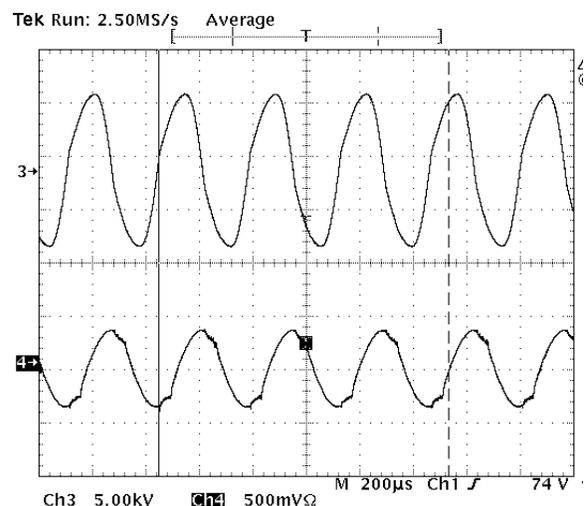


Fig. 4.7 – Tensão e corrente no secundário do transformador.

O início da descarga pode ser melhor visualizado na forma de onda da tensão, conforme mostrado na figura 4.8. A partir desta figura, pode-se perceber que a descarga se dá para tensão maior que 2 kV.

Operando bem acima da frequência de ressonância série, a forma de onda da corrente no primário apresenta uma forma triangular, conforme a figura 4.9. Esta corrente está atrasada de aproximadamente  $\frac{1}{4}$  de ciclo em relação à tensão, caracterizando um comportamento de carga bastante indutiva. Nota-se a saturação da corrente de saída do inversor, conforme mostrado nas

figuras 4.9 e 4.6. A saturação ocorre apenas no semi-ciclo positivo da corrente, sugerindo a presença de um nível *CC* na corrente. Formas de se evitar este problema são discutidas mais adiante no texto.

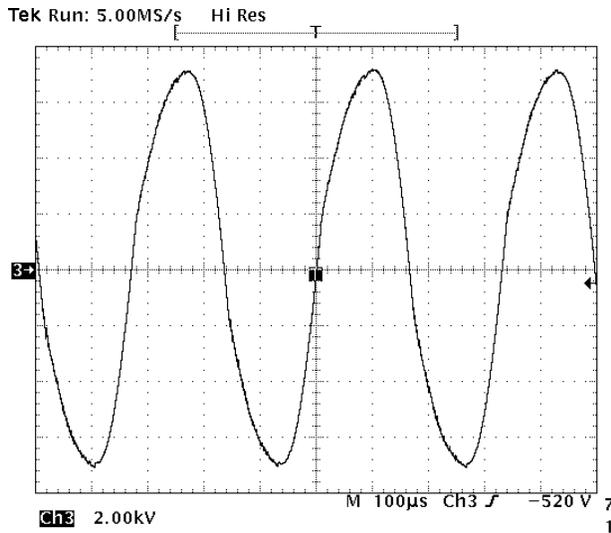


Fig. 4.8 – Detalhe da tensão no secundário do transformador.

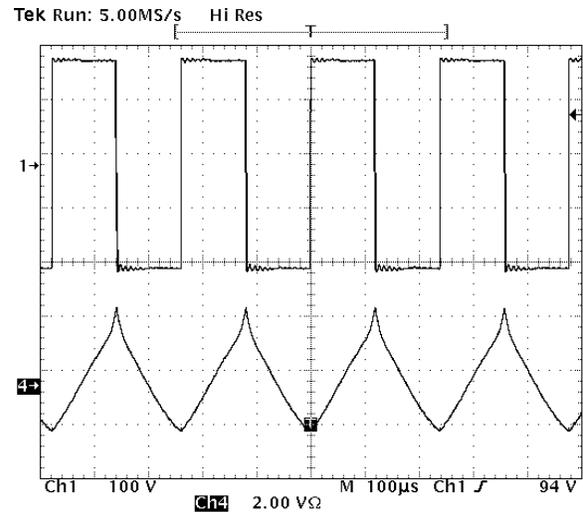


Figura 4.9 – Tensão e corrente no primário do transformador, operando a cima da frequência de ressonância.

Os resultados experimentais da curva característica da potência de saída pela frequência de trabalho do conversor podem ser verificados na figura 4.10. A tensão no barramento *CC* é de aproximadamente 195 V. A potência varia linearmente com a frequência, desde a região de operação próxima à ressonância série até aproximadamente 4,4 kHz, onde a curva muda de inclinação. A partir de 4,4 kHz a potência é bastante baixa, não sofrendo variações significativas com a alteração da frequência.

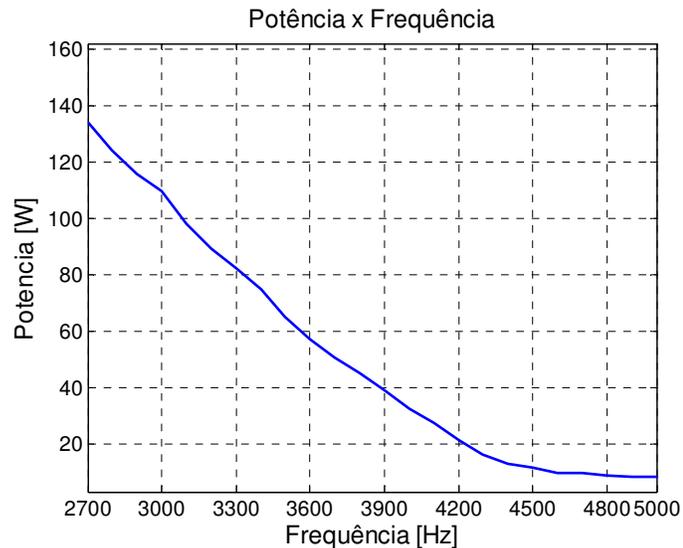


Figura 4.10 – Medidas da potência de saída com relação à frequência de trabalho.

A diferença entre a curva obtida por meio de simulação e a curva experimental pode ser creditada às aproximações realizadas para dar maior simplicidade do modelo. A saturação do transformador, que não foi considerada no modelo, impede que no secundário apareçam tensões quaisquer, impostas pela entrada e pelo ganho de tensão do sistema. Já na simulação, não há limitação da tensão no secundário, com a tensão podendo alcançar 20 kV.

## 4.6.2 Resultados experimentais da regulação por PDM

A frequência de operação no modo PDM deve ser ajustada próxima à frequência de ressonância série, na região indutiva. Isto deve ocorrer para que se tenha alto rendimento do conversor. A figura 4.11 mostra a tensão sintetizada pelo inversor e a corrente drenada pela carga para uma frequência de chaveamento de 2,9 kHz e uma densidade de pulsos de 20/40.

A figura 4.12 mostra uma comparação entre a tensão no primário e a tensão no secundário, na frequência de chaveamento de 3 kHz.

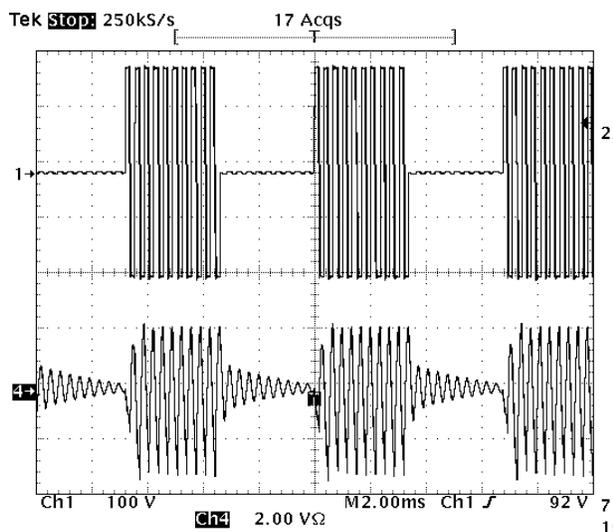


Figura 4.11 – Tensão e corrente de entrada do transformador na operação em modo PDM.

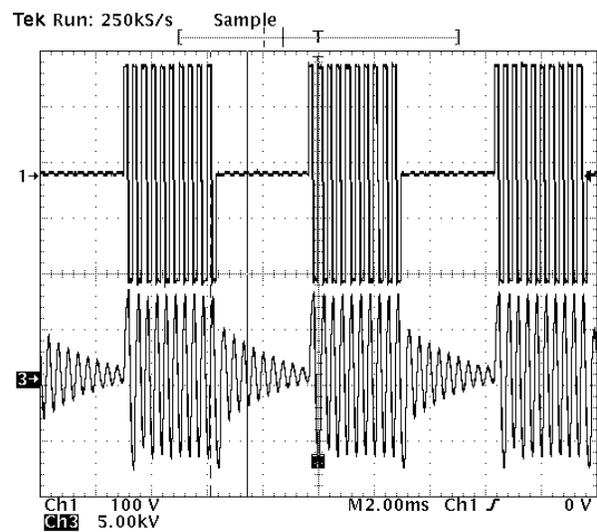


Figura 4.12 – Tensão no primário e tensão no secundário do transformador.

A frequência na qual ocorre a ressonância série pode ser notada pela figura 4.13. Quando o inversor entra no terceiro modo de operação, no qual apenas as chaves da parte inferior da ponte inversora conduzem, não há mais tensão aplicada no primário do transformador. Neste período, a tensão no secundário tende a zero lentamente, até que a energia presente no sistema tenha sido dissipada. Neste intervalo pode ser verificada a frequência de ressonância série do circuito, que neste caso é de 2857 Hz.

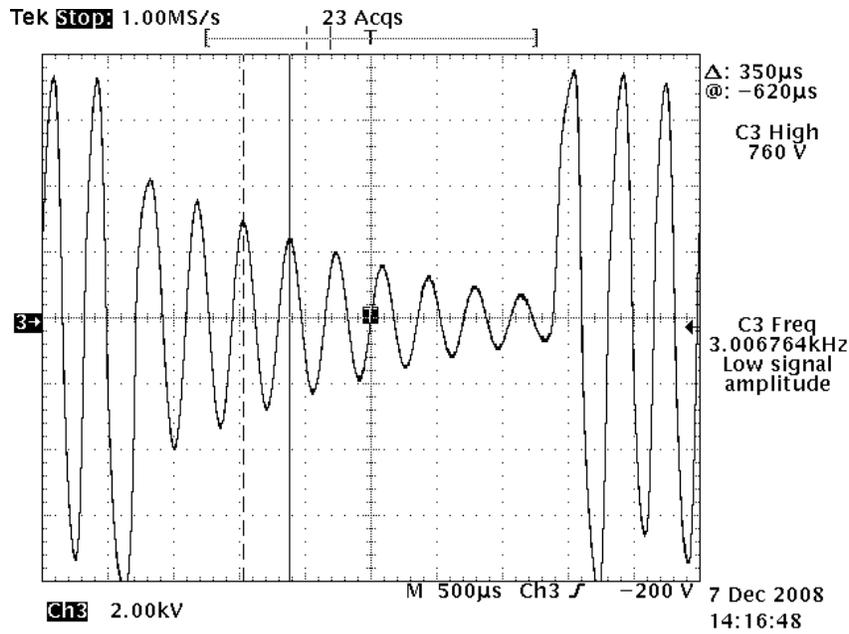


Figura 4.13 – Detalhe da tensão no secundário quando a tensão do primário vai a zero.

Para uma frequência de chaveamento de 2900 Hz e tensão de 195 V no barramento CC, obteve-se a curva experimental que relaciona a densidade de pulsos com a potência suprida à carga. A curva mostrada na figura 4.14, apresenta um comportamento linear, mesmo para baixas potências, onde a densidades de pulsos é pequena.

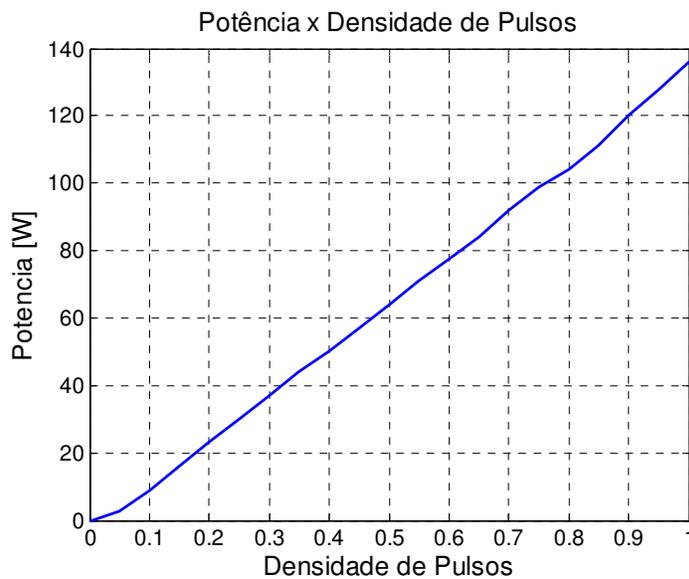


Figura 4.14 - Medidas da potência de saída com relação à densidade de pulsos.

## 4.6. Conclusões

Este capítulo abordou a implementação experimental em bancada de um conversor monofásico conectado ao transformador elevador de tensão e a célula geradora de ozônio. A regulação de potência foi implementada tanto utilizando modulação por frequência quanto modulação PDM, permitindo uma análise dos dois métodos, assim como uma melhor compreensão do processo de geração do ozônio e dos fenômenos envolvidos.

Analisando as formas de onda obtidas experimentalmente, nota-se, principalmente na corrente, os efeitos da saturação do transformador, alertando para a necessidade de utilizar alguma estratégia para evitar a saturação e, com isso, controlar a corrente no primário do transformador.

# Capítulo 5

## Controle da Saturação do Transformador

### 5.1. Visão geral da Estratégia de Controle da Saturação

O transformador se torna saturado quando o fluxo magnético não mais varia proporcionalmente à tensão. No caso do modelo adotado para o transformador, mostrado na figura 5.1, a saturação é modelada com um indutor variável. A curva de magnetização do transformador pode ser aproximada por seguimentos de retas, conforme mostra a figura 5.2.

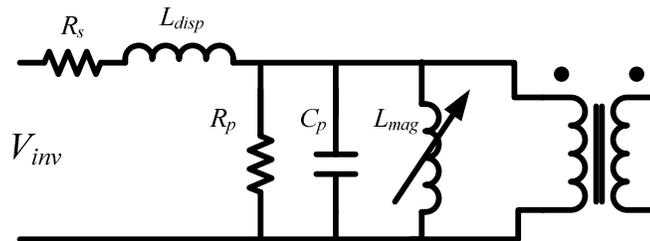


Figura 5.1 – Modelo do transformador com saturação.

Quando se aplica uma tensão alternada ao transformador, flui uma corrente também alternada. Se a tensão de entrada aumentar, uma corrente maior passa a circular, causando um aumento do fluxo magnético, no núcleo do transformador. Se esta corrente aumentar além do limite no qual o fluxo não responde mais proporcionalmente a este aumento, o transformador entra na saturação, podendo levar a um aumento significativo da corrente [23]. A figura 5.2.a mostra que, para um fluxo magnético maior que o fluxo de saturação, para que haja um pequeno aumento do fluxo, é necessário que haja a circulação de uma grande corrente.

O transformador também pode se tornar saturado devido a um nível médio na tensão que lhe é aplicada. A presença desta componente média é devida a semi-ciclos positivos e negativos distintos, podendo haver diferenças mínimas entre a largura de pulso aplicada em um

semiciclo em relação ao outro, ou devida a variações na tensão contínua, suprida pelo retificador. Este nível médio de tensão gera um nível médio na corrente de magnetização, fazendo com que a excursão do fluxo e da corrente deixem de ser simétricas, deslocando a curva de operação do transformador, forçando a entrada na região de saturação, conforme a figura 5.2.b.

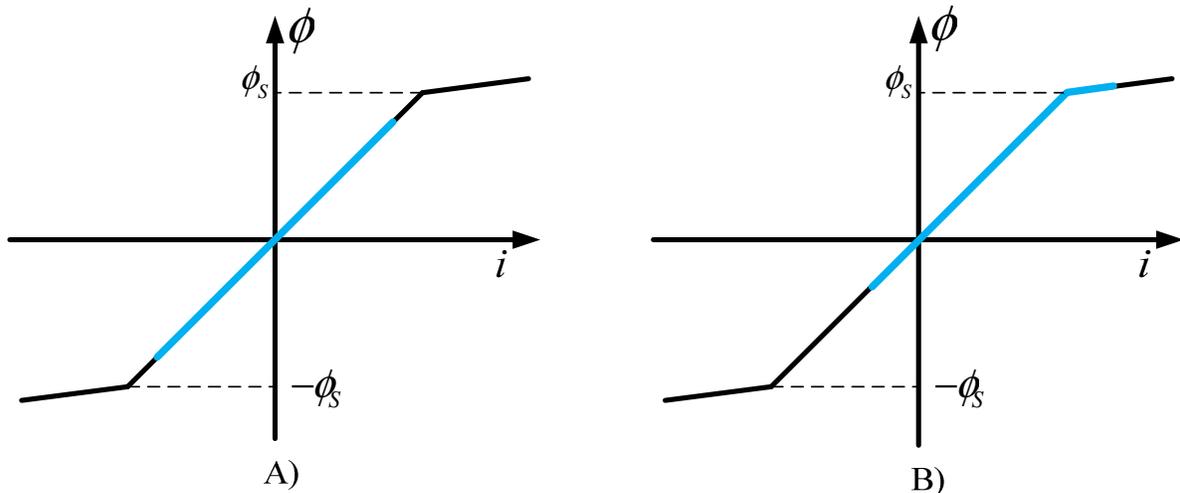


Figura 5.2 – Curva de saturação do transformador: a) Transformador não saturado; b) Transformador saturado com nível CC.

Para o sistema operar com segurança, é preciso evitar, ou ao menos controlar, a saturação do transformador. Um método utilizado para evitar a saturação pelo nível médio que possa existir na tensão aplicada, se baseia na colocação de um capacitor em série com o transformador. Este capacitor funciona como um filtro que bloqueia as baixas frequências. Apesar da simplicidade deste método, este se torna pouco viável quando a potência do sistema aumenta, pois toda a corrente da carga circularia por este capacitor. Além disso, seria exigida uma capacitância razoavelmente grande, para que as baixas frequências oriundas do controle PDM não excitassem a ressonância série introduzida no sistema por este capacitor.

Neste trabalho, é proposta uma técnica de controle da saturação que não utiliza o capacitor serie, mas sim uma metodologia de controle dos níveis máximos da corrente, e um controle da largura dos pulsos de tensão aplicados ao transformador.

A técnica se baseia em duas malhas de controle. Uma malha rápida mantém a amplitude da corrente que circula pelo transformador dentro de níveis de operação aceitáveis. Este controle atua como uma espécie de proteção contra sobrecorrentes. A segunda malha de controle, mais lenta, controla a largura dos pulsos de tensão, tendo por objetivo eliminar o nível

médio que possa estar presente na tensão aplicada ao transformador, evitando a operação de forma assimétrica na curva de magnetização, como na figura 5.2.b. A figura 5.3 ilustra com um diagrama em blocos o conceito básico da técnica de controle proposta.

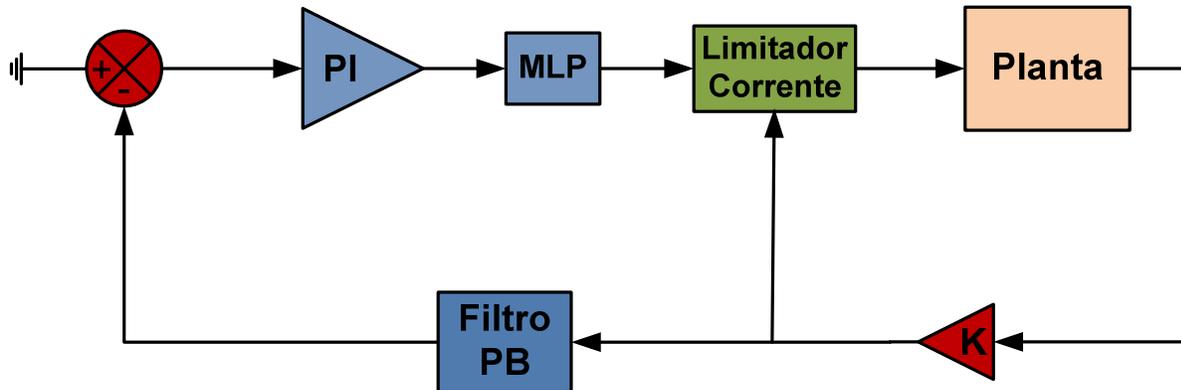


Figura 5.3 – Diagrama em blocos do controle proposto para impedir a saturação do transformador.

Ao invés de realizar o controle do valor médio da tensão, tendo a tensão na entrada no transformador como variável amostrada, opta-se por amostrar a corrente pois, se a tensão tiver um nível médio, a corrente também o apresentará. Isto é feito devido à impossibilidade de amostrar a tensão com uma taxa de amostragem grande o suficiente para detectar mínimas variações na largura dos pulsos da tensão.

Na figura 5.3, o bloco *Limitador Corrente* representa o controle rápido de corrente. O bloco *PI* é o controlador proporcional-integral utilizado para levar o nível médio da tensão de entrada do transformador a zero. O valor médio da corrente é obtido pela filtragem da corrente, multiplicada por um ganho  $K$  dos sensores envolvidos na aquisição do sinal. O valor médio da corrente é comparado com a referência para gerar o erro de corrente que entra no controlador *PI*. Como se deseja uma corrente média zero, a referência de entrada também é zero. O *PI*, por sua vez, gera a referência a ser aplicada no modulador de largura de pulsos. No modulador, a referência fornecida de *PI* é comparada com uma onda triangular, para gerar os pulsos que ativarão as chaves de potência, para gerar a tensão que será aplicada na entrada do transformador.

Nas seções seguintes será realizado um detalhamento da operação de cada item mostrado no diagrama de controle da figura 5.3.

## 5.2. Modulador por Largura de Pulsos

O Modulador de Largura de Pulsos – MLP – consiste basicamente em um comparador, que tem como entrada uma referência, neste caso proveniente do controlador PI. Esta referência é comparada com uma onda triangular com frequência igual à frequência de chaveamento do conversor. A figura 5.4 ilustra a forma básica de um modulador de largura de pulso.

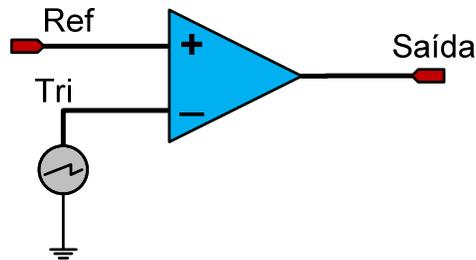


Figura 5.4 – Modulador por largura de pulso.

Quando o sinal de referência do modulador é maior que a onda triangular, o sinal de saída do modulador é positivo. Quando a referência é menor, o sinal de saída é zero. O sinal de saída é utilizado para acionar as chaves semicondutoras da ponta inversora. As formas de onda envolvidas no processo de geração do sinal de controle das chaves são mostradas na figura 5.5. Do ponto de vista do controle, o *MLP* é visto simplesmente como um ganho.

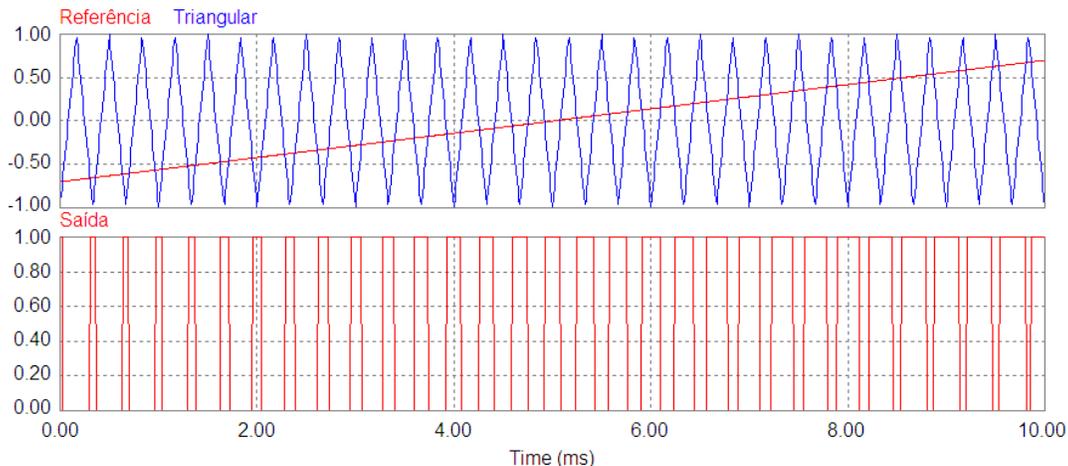


Figura 5.5 – Formas de onda do Modulador de Largura de Pulsos – MLP.

## 5.3. Filtro Passa Baixa

O filtro passa-baixas é utilizado para se obter a corrente média que circula pelo conjunto inversor-carga. Após ser condicionada e convertida pelo conversor analógico/digital presente no

microcontrolador, a corrente sofre um processo digital de filtragem, pelo qual o nível médio é extraído. Para evitar possíveis oscilações do filtro digital e simplificar o projeto, foi escolhida uma topologia de filtro digital do tipo média móvel [26], conforme a equação 5.1.

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[n+k] \quad (5.1)$$

Onde:

- $x[n]$  → vetor de entradas
- $y[n]$  → saída filtrada
- $N$  → número de amostras do filtro

A resposta em frequência do filtro de média móvel é dada pela equação 5.2.

$$H[f] = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot N)}{N \sin(\pi \cdot f)} \quad (5.2)$$

A figura 5.6 que mostra que a resposta em frequência do filtro varia de acordo com o número de amostras tomadas. A frequência de corte e o “ripple” da banda de atenuação diminuem com o aumento do número de amostras, porém a resposta dinâmica fica mais lenta.

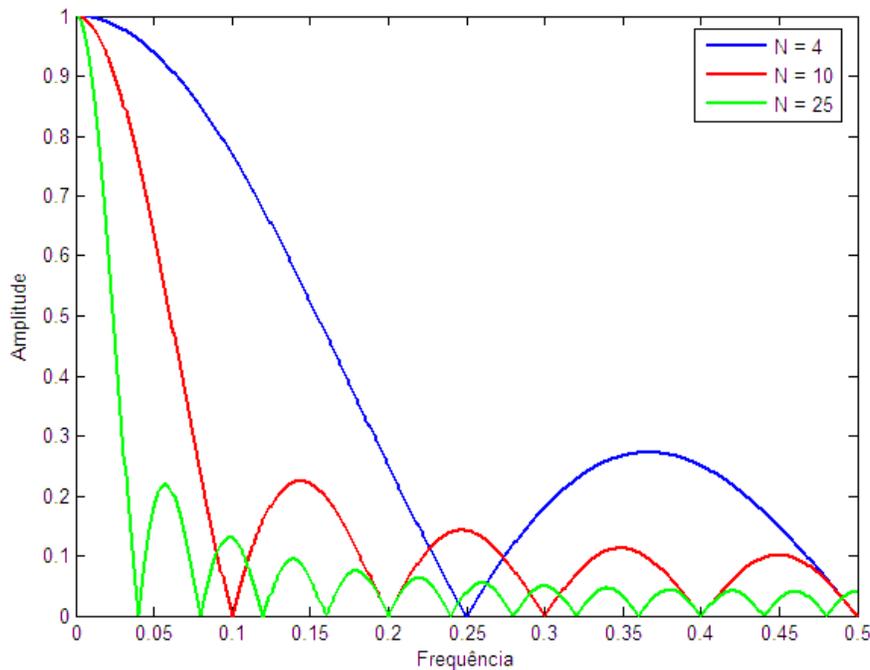


Figura 5.6 – Resposta em frequência do filtro de média móvel.

A figura 5.7 mostra a resposta do filtro de média móvel a um de degrau de corrente, evidenciando o comportamento dinâmico do filtro. O tempo de estabilização, ou constante de tempo do filtro, é relativo ao número de amostras  $N$  tomadas pelo filtro. Para um filtro com 500 amostras o tempo de estabilização é maior, porém apresenta menos ondulação. Já para o filtro com 50 amostras, o tempo de estabilização é mais curto, mas a saída apresenta “ripple” mais significativo.

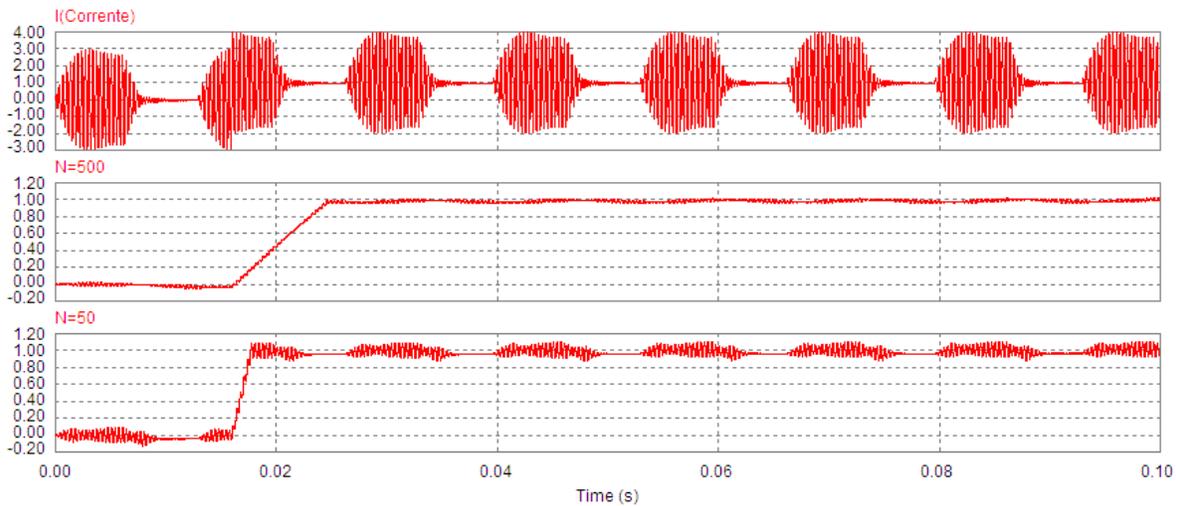


Figura 5.7 – Resposta ao degrau do filtro de média móvel. De cima para baixo: Corrente instantânea, corrente filtrada com filtro de 500 amostras e corrente filtrada com filtro de 50 amostras.

A figura 5.8 mostra em detalhe o comportamento do filtro de média móvel com 500 amostras, utilizado para filtrar a onda de corrente modulada por densidade de pulsos. A ondulação de baixa frequência proveniente do *PDM* pode ser notada com uma amplitude bastante reduzida.

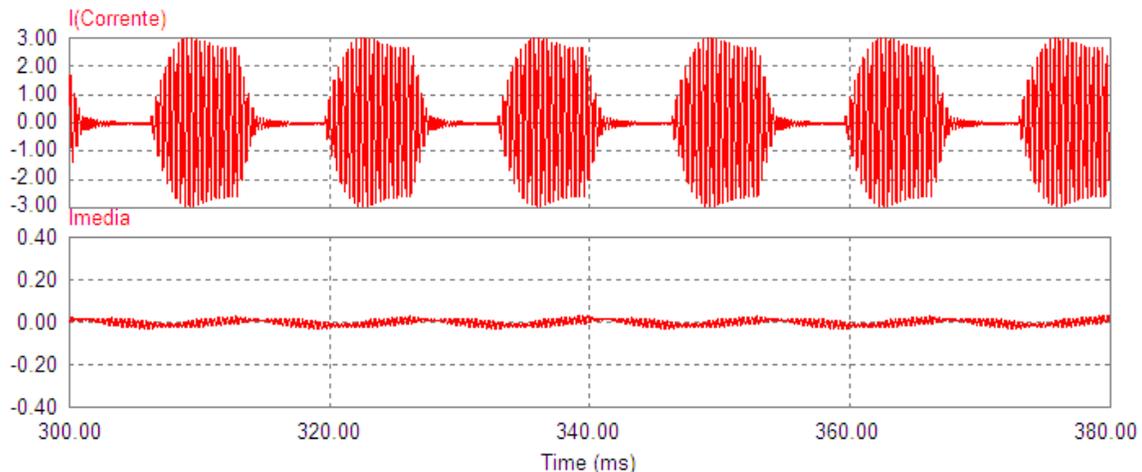


Figura 5.8 – Detalhe das formas de onda do filtro de média móvel com 500 amostras aplicado a uma onda modulada por densidade de pulsos.

Para implementar este filtro em um microcontrolador ou DSP seriam necessárias  $N-1$  operações de adição e uma operação de multiplicação. Por isso o filtro é implementado de forma recursiva, conforme equação a diferenças 5.3, na qual são necessárias apenas uma adição, uma subtração e uma multiplicação. A forma recursiva mantém as mesmas características do filtro implementado na forma padrão.

$$y[n] = y[n-1] + \frac{x[n] - x[n-k]}{N} \quad (5.3)$$

Para não haver interferência na malha de controle do *PI*, é necessário que o filtro apresente uma resposta dinâmica mais rápida que a resposta do *PI*. Como o filtro de média móvel não pode ser muito lento, a frequência de corte não pode ser baixa o suficiente para atenuar significativamente o *ripple* de alta frequência, visível na forma de onda da corrente média, mostrada na figura 5.7.

## 5.4. Controle da Corrente

No controle da corrente, os sinais representados por  $g$  no circuito mostrado na figura 5.9, são gerados pelo modulador de largura de pulsos. Antes de serem utilizados no controle da ponte inversora, estes pulsos são aplicados no circuito da figura 5.9, que aplica integralmente ou não estes pulsos na ponte, dependendo da corrente da carga.

Se a corrente ultrapassar os níveis indicados por *LimSup* e *LimInf*, os pulsos de gatilho são interrompidos, impedindo que a corrente atinja uma amplitude que possa colocar em risco a operação segura do sistema. No ciclo de trabalho posterior, a corrente pode atingir novamente estes limites, causando novamente a aplicação de um pulso de gatilho incompleto, podendo gerar um nível médio na tensão, provocando a saturação do transformador e influenciando no valor da potência média entregue ao ozonizador [16] [24].

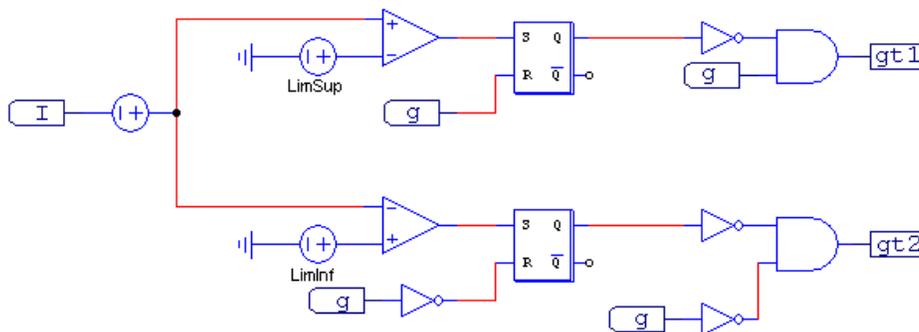


Figura 5.9 - Circuito de controle de corrente

Como se observa na figura 5.10, que mostra as formas de onda envolvidas no controle de corrente, os pulsos de gatilho são interrompidos quando os limites de corrente são atingidos, fazendo com que a tensão de saída da ponte inversora permaneça em zero até que seja aplicado um novo pulso de gatilho.

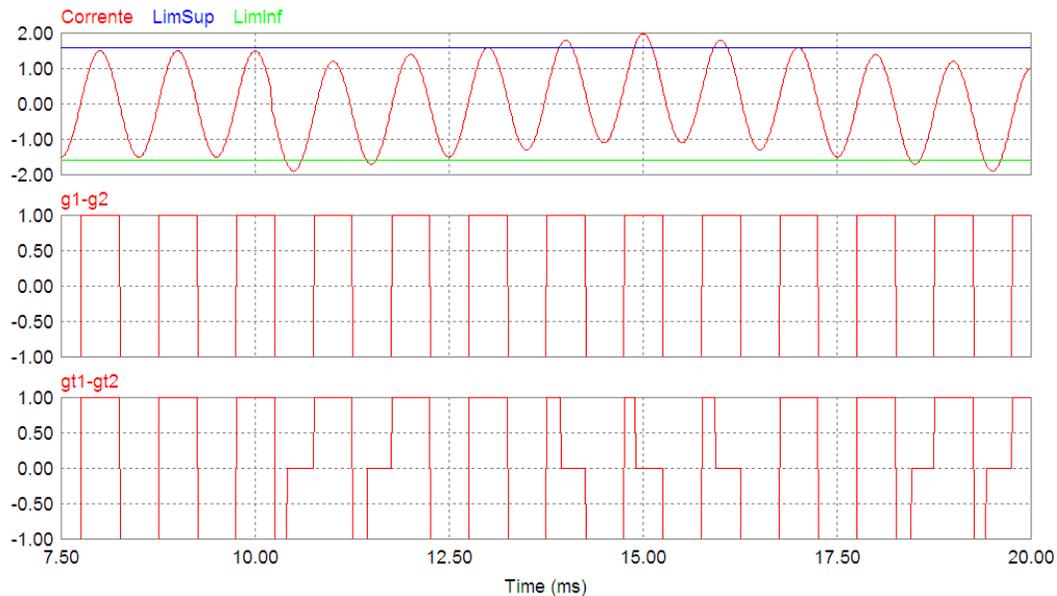


Figura 5.10 – Formas de onda do controle de corrente.

Para testar o controle de corrente, um degrau de  $1A$  é aplicado à corrente de saída do inversor. As formas de onda resultantes do controle são mostradas na figura 5.11. Onde se observa que a corrente não ultrapassa o limite de 3 A pré-ajustado. O controle de corrente consegue minimizar a corrente média, mas não eliminá-la.

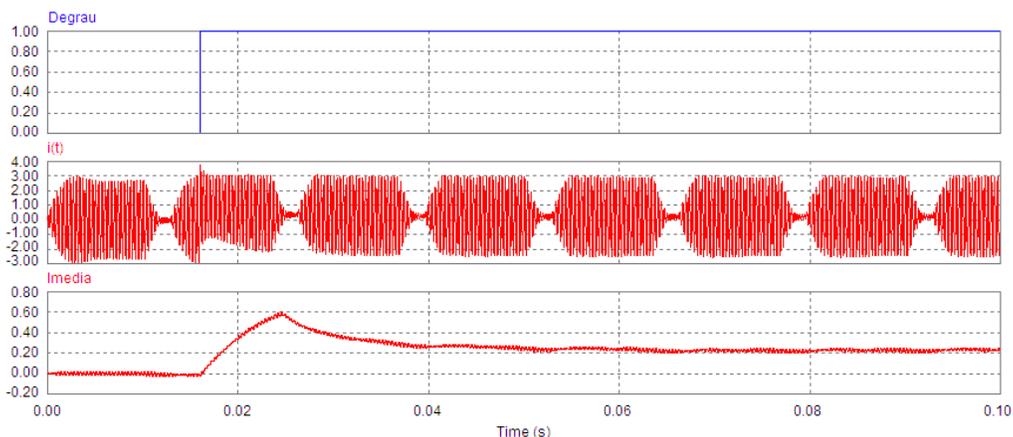


Figura 5.11 – Resposta do controlador de corrente a um degrau de corrente, com limites pré-ajustados em 3 A.

Se o limite pré ajustado fosse diminuído, por exemplo para 2 A, a corrente média seria zero, como mostra a figura 5.12. Porém, mesmo para operação normal do conversor, a corrente

seria limitada, limitando com isso a potência entregue à carga.

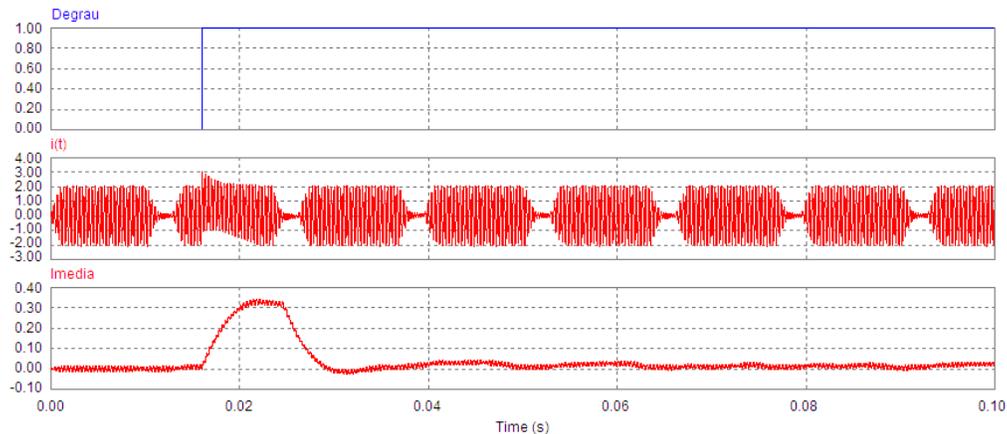


Figura 5.12 – Resposta do controlador de corrente a um degrau de corrente, com limites pré-ajustados em 2 A.

## 5.5. Controle da tensão média

O Controle da tensão média, que deve ser zero, é realizado por meio de um controlador Proporcional Integral – PI. O sinal de erro  $e(t)$  é multiplicado pelo ganho proporcional  $K_P$  e somado à integral do erro, realizada com constante de tempo  $T_i$ , conforme a equação 5.4.

$$u(t) = K_P \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) \right] \quad (5.4)$$

A função de transferência do controlador PI é dada pela equação 5.5.

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_P + \frac{K_P}{sT_i} \quad (5.5)$$

A sintonia do PI é realizada por meio do método clássico de sintonia em malha fechada, proposto por Ziegler e Nichols. O método consiste em eliminar a parte integral e aumentar sistematicamente o ganho proporcional até o sistema oscilar com o ganho crítico  $K_{CR}$ , então mede-se o período de oscilação  $P_{CR}$  [25]. Tem-se então que:

$$K_P = 0,45K_{CR} \quad (5.6)$$

$$T_i = \frac{1}{1,2} P_{CR} \quad (5.7)$$

Como o método não apresenta uma resposta ótima, os resultados obtidos foram tomados como referência, até chegar se chegar aos valores de  $K_P=0,5$  e  $T_i=0,04$ .

O controlador PI deve ser implementado em um DSP, por isso, o controlador é discretizado, resultando na equação a diferenças (5.8), onde  $u_p[n]$  corresponde à saída

proporcional e  $u_i[n]$  correspondente à saída integral [27] [28]. A saída do controlador proporcional integral corresponde a  $u[n]$ . A realização do controlador proporcional integral pode ser observada na figura 5.13.

$$\begin{aligned}
 u[n] &= u_p + u_i \\
 u_p[n] &= K_p \cdot e[n] \\
 u_i[n] &= u_i[n-1] + \frac{K_p}{T_i} \cdot T_a \cdot e[n]
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

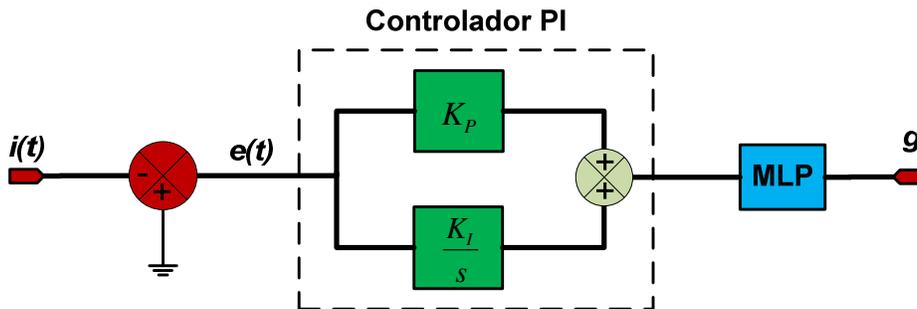


Figura 5.13 – Esquemático detalhado do controlador PI.

## 5.6. Resultados Obtidos por Simulação

As simulações dos controles de saturação foram realizadas no software PSim 6.0 conforme mostra a figura 5.14. O controle de corrente e o modulador de largura de pulso foram implementados com blocos disponíveis no PSim. Já o controlador PI foi implementado por meio da equação a diferenças 5.8, juntamente com o modulador de densidade de pulsos, dentro do bloco DLL. Este bloco executa, a cada passo da simulação, o código escrito em linguagem de programação no padrão ANSI C, facilitando a implementação de itens indisponíveis ou de difícil utilização, servindo também como um pré-teste de partes do programa a serem implementadas no DSP.

Para se obter a resposta dinâmica do controle, é dado um degrau na referência do controlador *PI*, forçando que este imponha à carga um nível médio de tensão diferente de zero, levando o transformador para a saturação. Conforme se verifica no gráfico da corrente de referência – *Idegrau* – mostrado na figura 5.15, o sistema inicia com uma referência de corrente média de  $-200mA$  a ser seguida. No instante  $t=300ms$  o degrau ocorre, levando a referência de corrente para zero. Para todas as simulações realizadas a tensão CC é de  $200V$ .

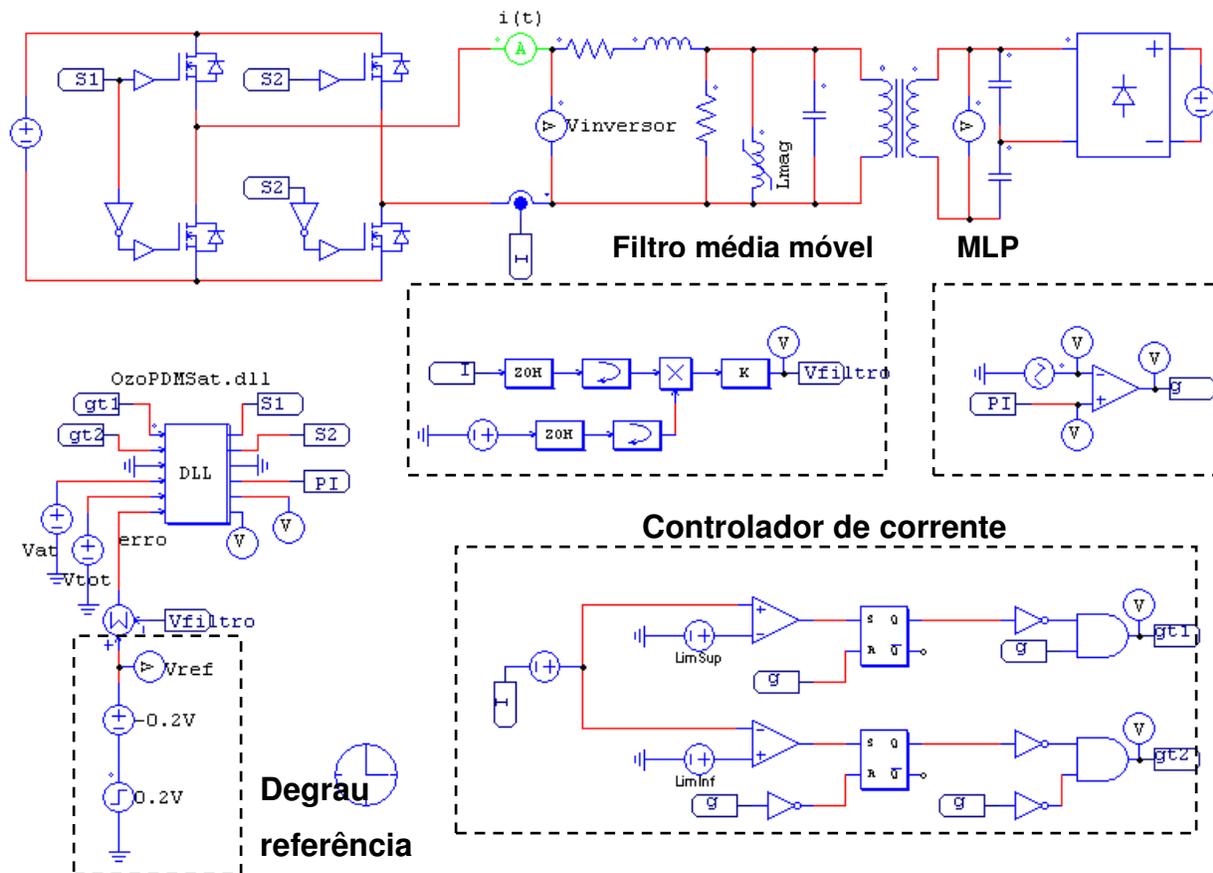


Figura 5.14 – Diagrama dos circuitos utilizados para simulação no software PSim 6.0.

A figura 5.15 mostra a resposta do controle para o degrau descrito anteriormente, para uma densidade de pulsos de 5/20. Esta figura, assim como as que se seguem, mostram pela ordem, a corrente no conversor, corrente de magnetização e a forma de onda da corrente média, onde a dinâmica do sistema fica mais evidente. São mostrados também, detalhes das formas de onda antes e depois do degrau.

Pode-se notar que, antes do degrau, o ciclo negativo da tensão de saída do inversor,  $V_{inversor}$ , é maior que o ciclo positivo, acarretando um nível  $CC$  na tensão e também na corrente. Quando acontece o degrau, em  $t=300ms$ , o ciclo positivo passa a ter a mesma duração do ciclo negativo, eliminando o nível médio presente na tensão.

Da forma de onda da corrente média –  $I_{media}$  – nota-se que a resposta ao degrau apresenta um *overshoot*, estabilizando  $200ms$  depois da ocorrência do degrau.

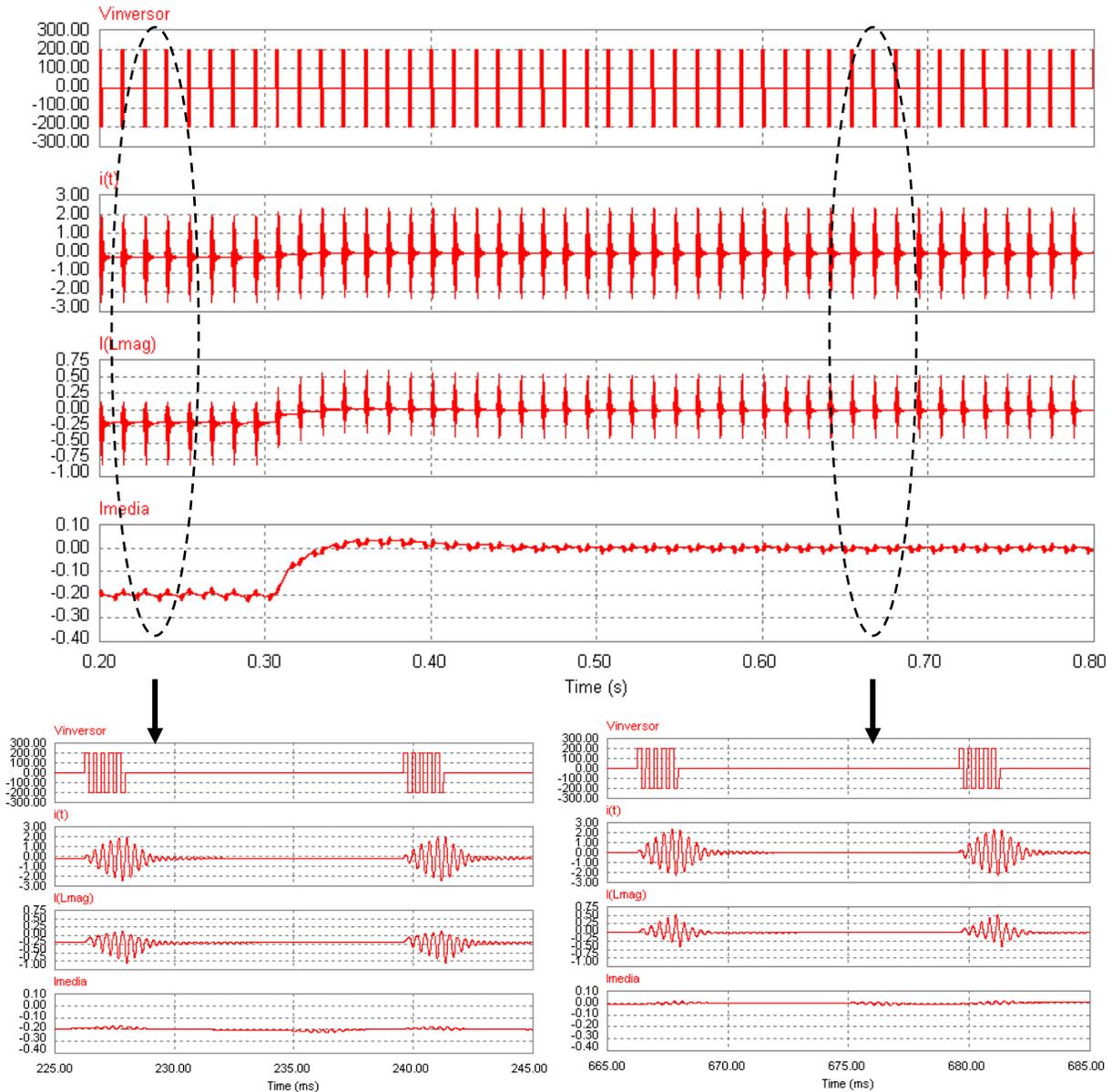


Figura 5.15 – Formas de onda da tensão de saída do inversor, corrente no conversor, corrente de magnetização e corrente média, para um densidade de pulsos de 5/40.

A figura 5.16 mostra a resposta ao degrau semelhante à resposta obtida na figura 5.15, sendo a densidade de pulsos 20/40. A corrente média apresenta um comportamento oscilatório antes do degrau. Esta oscilação é devida à forte saturação do transformador, perceptível pela forma de onda da corrente de magnetização,  $I_{mag}$ , mostrada no detalhe antes do degrau. Aproximadamente  $100ms$  depois do degrau, com o sistema operando em regime, a oscilação da corrente média é desprezível, isto devido ao nível médio da corrente e da tensão do inversor serem nulos. Nota-se, pelo detalhe após o degrau, que a corrente de

magnetização apresenta distorção, indicando que o transformador está entrando na saturação, tanto positiva quanto negativa. Para não haver saturação, os limites do controle de corrente devem ser reduzidos, mas isto também reduz a potência entregue à carga.

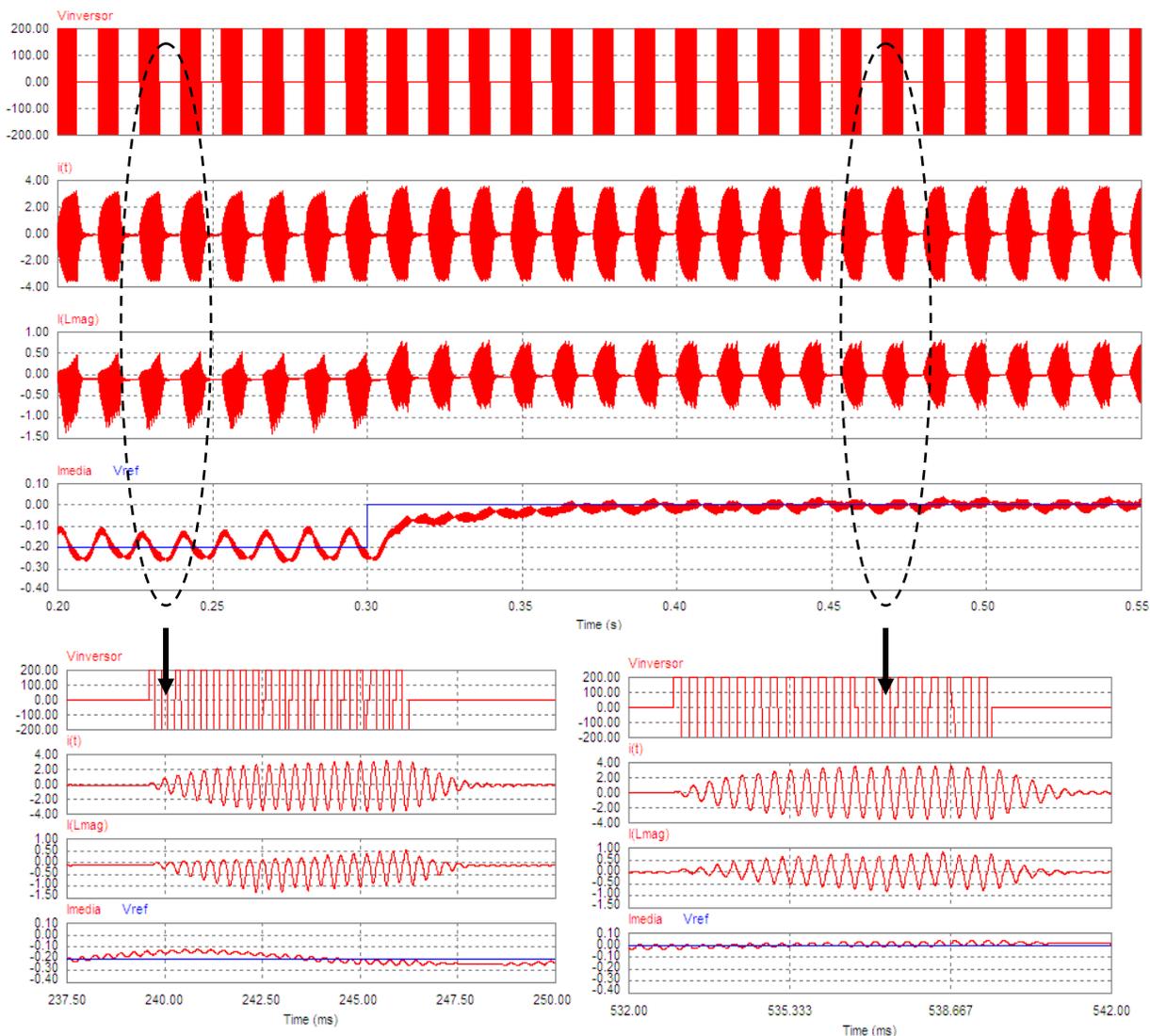


Figura 5.16 – Formas de onda da tensão de saída do inversor, corrente no conversor, corrente de magnetização e corrente média, para uma densidade de pulsos de 20/40.

A simulação mostrada na figura 5.17 foi realizada para densidade de pulsos 40/40, ou seja, a máxima potência é suprida à carga. Para esta simulação, assim como para os casos simulados anteriormente, fica claro que o controle de corrente e da tensão média estão atuando conforme desejado, pois mantêm a corrente média aproximadamente igual à referência adotada.

Do detalhe da figura 5.4, antes do degrau nota-se que os pulsos negativos de tensão são interrompidos quando a corrente alcança o limite inferior de  $-3.5A$ . No detalhe, mostrando o período após a ocorrência do degrau, tanto o limite de corrente inferior quanto o superior são alcançados em alguns instantes, forçando a retirada prematura dos pulsos de tensão. O desequilíbrio entre os pulsos positivos e negativos vai acarretando o nível médio, que é eliminado pelo controlador da tensão média. Devido à atuação deste controle, eventualmente pode ocorrer alguma oscilação na forma de onda da corrente média, conforme pode ser observado na figura 5.17.

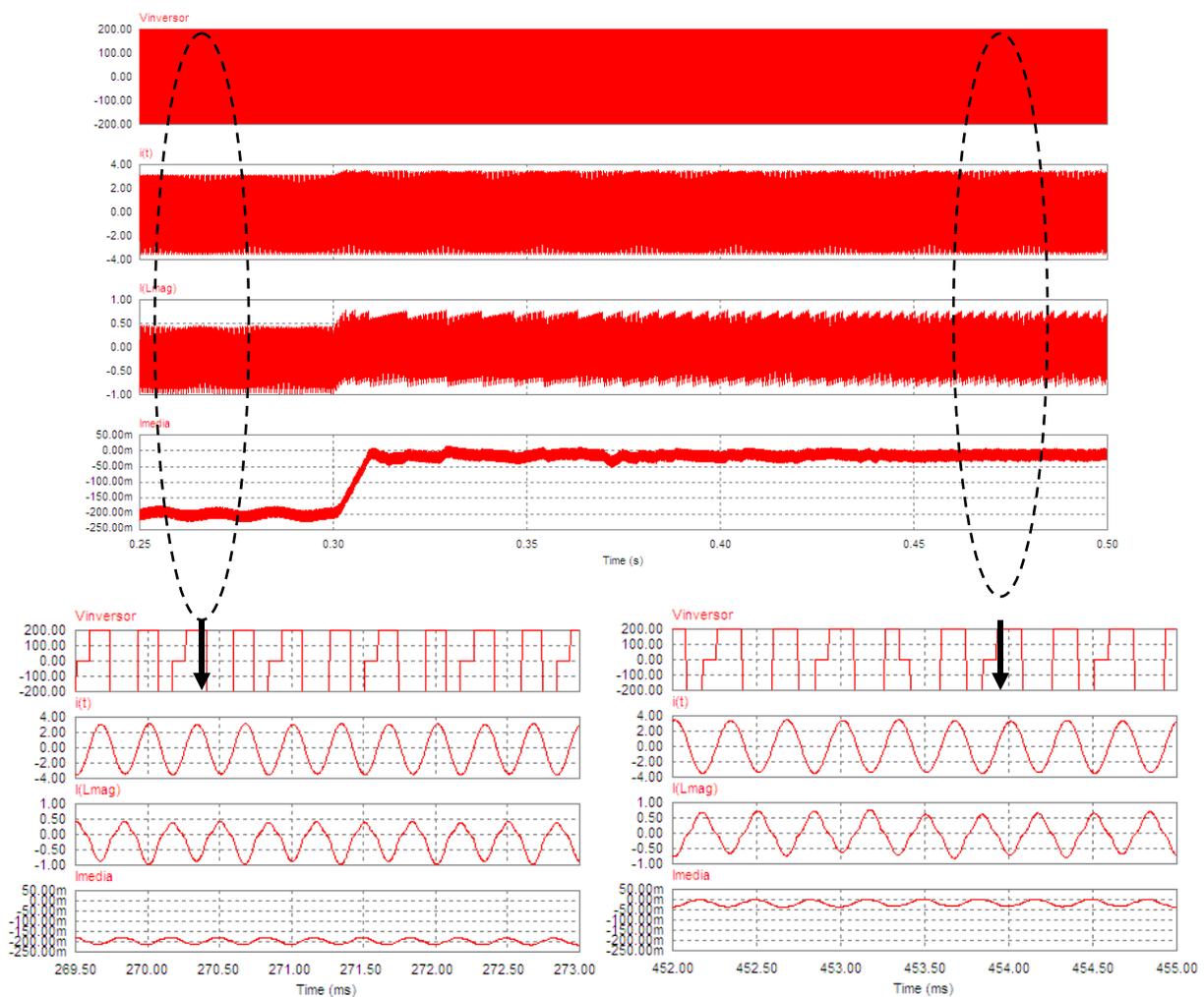


Figura 5.17 – Formas de onda da tensão de saída do inversor, corrente no conversor, corrente de magnetização e corrente média, para uma densidade de pulsos de 40/40.

## 5.7. Implementação em Bancada

O programa para regulação da potência por PDM e de controle da saturação foi implementado no DSP TMS320F28335 da Texas Instruments. Para a implementação monofásica, necessita-se utilizar dois dos oito módulos de PWM presentes no DSP, pois cada módulo controla uma perna do inversor. Estes módulos PWM contém ainda um submódulo chamado *TripZone*, que permite alterar os sinais de PWM caso ocorra algum evento externo. Esta funcionalidade facilita o desenvolvimento do controle da corrente.

### 5.7.1 Características Especiais do DSP TMS320F28335

A figura 5.18 ilustra o funcionamento do módulo PWM com *TripZone*, evidenciando que, quando o sinal de *Tz1* vai para nível lógico zero, o pulso PWM é interrompido. Se *Tz1* estiver em nível zero quando o ciclo de PWM se iniciar, o pulso PWM não será disparado neste ciclo, conforme se percebe no quarto ciclo da onda PWM1A na figura 5.18.

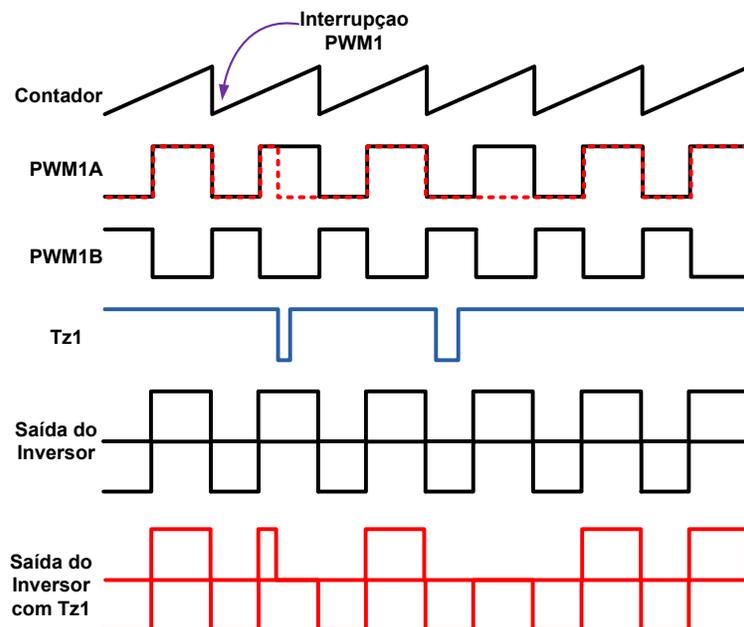


Figura 5.18 – Ondas do Módulo PWM com *TripZone* (*Tz1*).

A forma de onda *Saída do Inversor* sé a onda de tensão aplicada à carga, se não ocorressem os eventos em *Tz1*. A tensão real aplicada à carga corresponde à última forma de onda (na cor vermelha), mostrada na figura 5.18.

## 5.7.2 Detecção da Violação dos Níveis de Corrente

Os sinais  $Tz1$  e  $Tz2$  utilizados pelos módulos PWM são gerados a partir do circuito mostrado na figura 5.19. O sinal da corrente proveniente da placa de condicionamento de corrente é comparado com os limites de correntes. Quando o sinal de corrente for maior que  $Lim\_Sup$ , é gerado um evento em  $Tz1$ . Quando o sinal de corrente for menor que  $Lim\_Inf$ , é gerado um evento em  $Tz2$ , indicando que a corrente estava negativa quando violou o limite. Um *buffer* inversor faz a interface entre este circuito e o DSP, uma vez que os sinais  $Tz1$  e  $Tz2$  possuem lógica invertida.

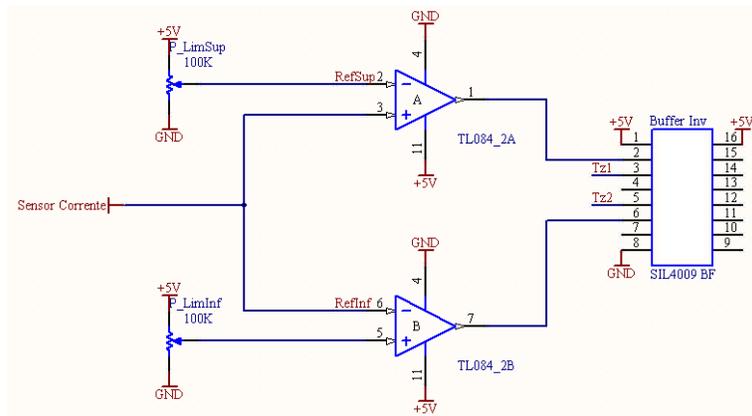


Figura 5.19 – Esquemático do circuito detector de correntes.

## 5.7.3 Detecção da Comutação Suave

Para manter o conversor operando na região indutiva e, conseqüentemente, garantir a comutação suave, é utilizado um algoritmo baseado na característica da corrente em cada região de operação do conversor.

A figura 5.20.a mostra as ondas de tensão e corrente na saída do inversor para operação na região capacitiva, na qual se nota que a corrente de carga está positiva no instante em que as chaves de potência comutam (indicado pelas setas) para aplicar uma tensão positiva à carga. Neste momento, a corrente que circulava pelos diodos em antiparalelo é assumida pelos transistores, caracterizando uma comutação dissipativa sob corrente não nula. Por outro lado, se a operação do conversor se der em uma frequência acima da frequência de ressonância série, isto é, na região indutiva, a entrada em condução das chaves passa a ser não dissipativa, pois no momento em que as chaves são acionadas para prover tensão positiva à carga, uma corrente negativa está circulando pelos diodos. Esta corrente será assumida pelos transistores naturalmente, quando a corrente se inverter, caracterizando uma comutação ZCS e ZVS.

Portanto, para verificar se está havendo operação na região indutiva, basta observar a corrente no instante em que é ligada a chave de potência que aplica tensão positiva à carga. Se a corrente for positiva, a frequência de operação está abaixo da frequência de ressonância série, requerendo um incremento na frequência de comutação do conversor. Caso a corrente esteja negativa no instante indicado pela seta na figura 5.20.b, o sistema está operando na região indutiva, não necessitando de alterações na frequência de comutação.

Devido às variações dos parâmetros do sistema ser bastante lenta, este algoritmo de detecção da região de operação também pode ser lento. A verificação ocorre ao final do pacote de pulsos PDM ativos.

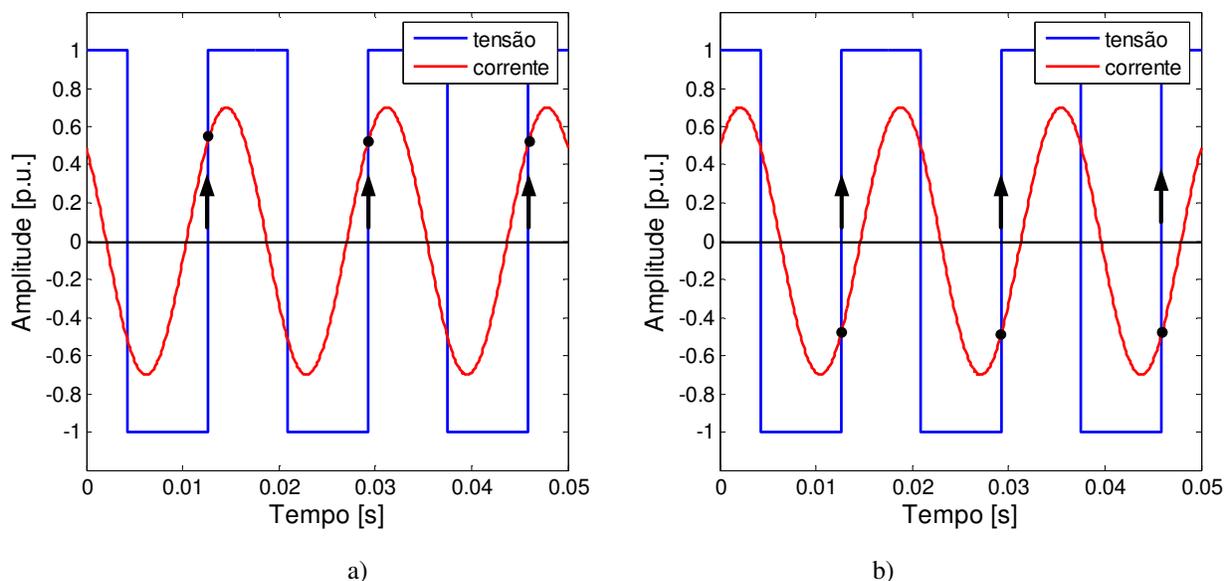


Figura 5.20 - Tensão na saída do inversor e corrente de carga: a) operação na região capacitiva; b) operação na região indutiva.

### 5.7.4 Visão Geral do Programa Implementado no DSP

O programa tem seu funcionamento baseado no fluxograma mostrado na figura 5.21. O programa começa inicializando as variáveis utilizadas e configurando os periféricos, tais como os módulos PWM1 e PWM2, o conversor analógico para digital e o *timer*. A densidade de pulso e a frequência da tensão de saída do conversor são pré-ajustadas. Estas variáveis podem ser modificadas por meio do teclado conectado ao DSP. Quando a frequência de chaveamento do inversor é alterada, também é modificada a frequência de amostragem da corrente, para manter sempre 20 amostras por ciclo de chaveamento. A alteração da frequência de amostragem é realizada pela reconfiguração do *Timer2*.

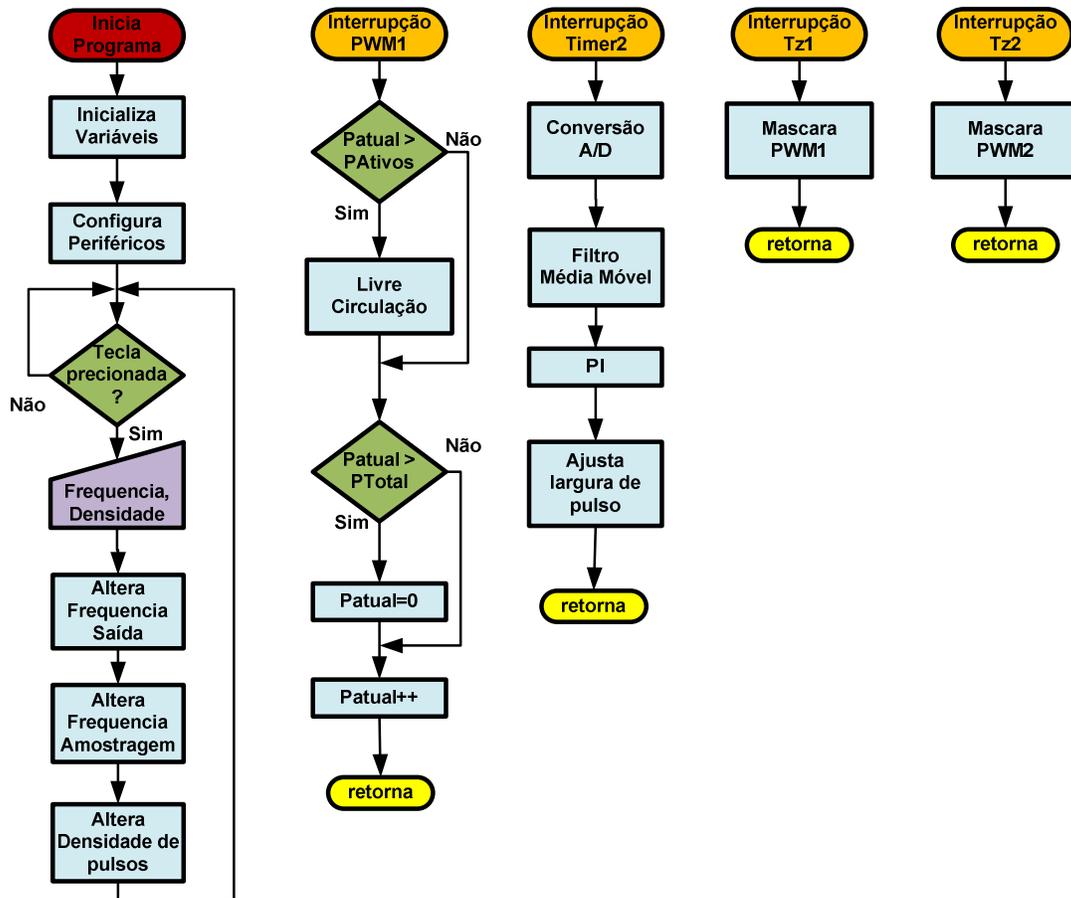


Figura 5.21 – Fluxograma do programa implementado no DSP.

Quando o contador do PWM1 atinge seu valor máximo e reinicia a contagem em zero, é gerada uma interrupção. Esta interrupção chama uma função que executa a modulação por densidade de pulsos. Onde:

- $PTotal$  – Total de ciclos de chaveamento que compõe um ciclo PDM;
- $PAtivos$  – Número de ciclos nos quais haverá tensão na saída do inversor;
- $PAtual$  – Contador de pulsos.

Quando  $PAtual$  for maior que o número de pulsos ativos, as chaves inferiores da ponte inversoras serão ativadas simultaneamente, gerando o estado de livre circulação de corrente pelo inversor, com tensão de saída nula, correspondente ao modo III mostrada na figura 3.7. Quando  $PAtual$  for maior que o total de pulsos por período PDM, o inversor sai do estado de livre circulação de corrente, reiniciando o ciclo PDM. A cada interrupção do PWM1 o bloco  $PAtual++$  incrementa o contador de pulsos.

A interrupção gerada pelo Timer2 dispara o conversor A/D, que faz a aquisição da corrente e a aplica ao filtro de média móvel, responsável por extrair o valor médio desta corrente. O erro entre o valor médio e a referência é passado ao controlador PI que ajusta o ciclo de trabalho. Como a frequência de amostragem é 20 maior que a frequência de chaveamento, o ciclo de trabalho será efetivamente ajustado na 20ª amostragem da corrente.

Conforme citado anteriormente, quando ocorrer uma interrupção disparada por  $Tz1$  ou  $Tz2$ , os pulsos do PWM1 e PWM2 respectivamente, serão mascarados, ou seja, não serão aplicados à ponte inversora.

### 5.7.5 Formas de Onda do Controle de Corrente

A figura 5.22 mostra as formas de onda da implementação do controlador de corrente. Pelo detalhe da figura à direita é possível notar um atraso entre a violação do limite e a retirada do pulso de tensão, que pode ser atribuído ao erro de *offset* presente no comparador de corrente.

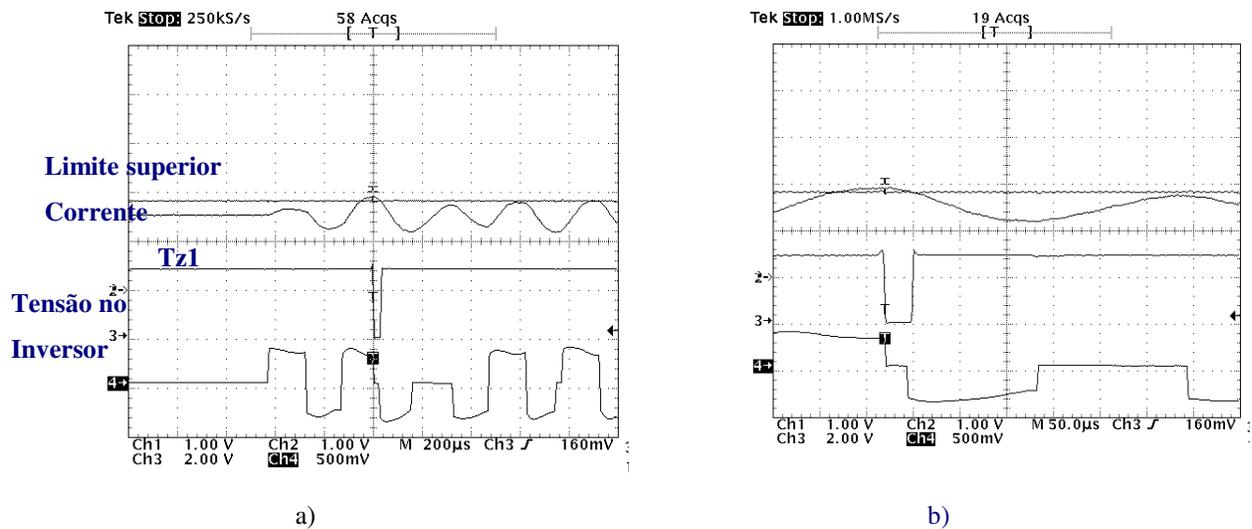


Figura 5.22 – a) Formas de onda do controlador de corrente (para violação do limite superior); b) detalhe do instante em que o limite é violado.

### 5.7.6 Resposta Dinâmica do Filtro de Média Móvel

A figura 5.23 mostra a resposta do filtro de média móvel para um degrau na entrada. O filtro utiliza 500 amostras amostradas a uma taxa de 62 kHz, conduzindo à uma constante de tempo de  $3,92ms$ , que corresponde ao tempo de subida da onda filtrada. Portanto, a frequência de corte do filtro é de aproximadamente 255 Hz.

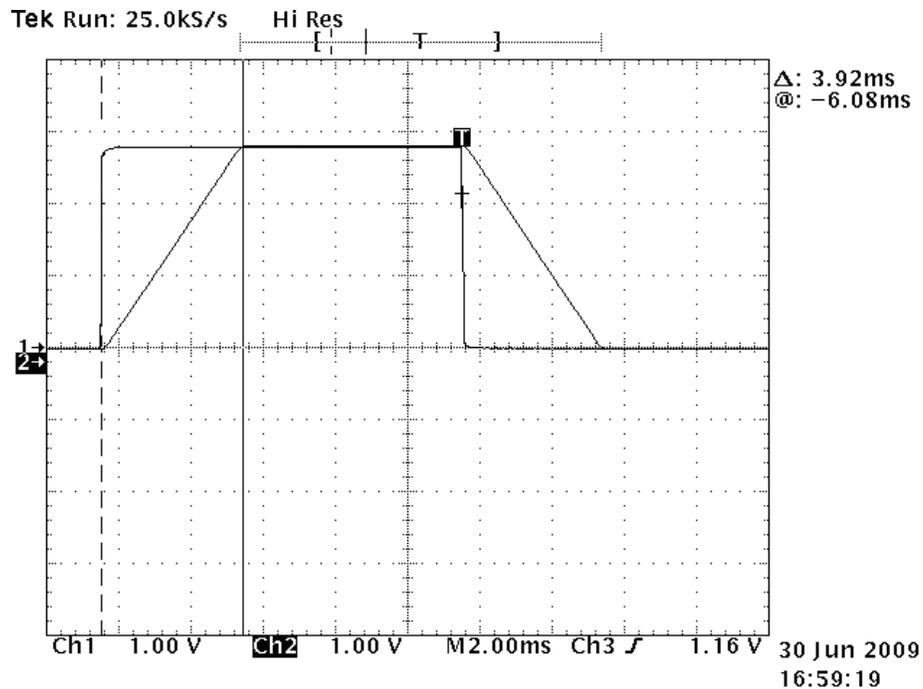
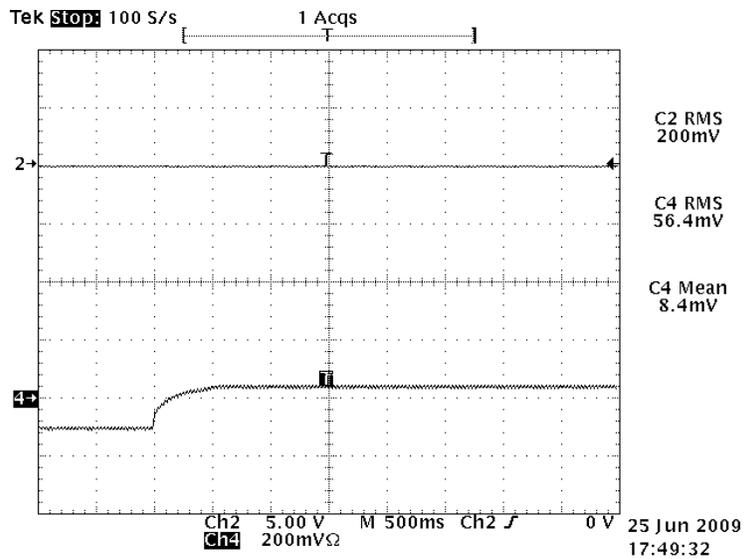


Figura 5.23 – Resposta do filtro de média móvel com 500 amostras para uma entrada em degrau.

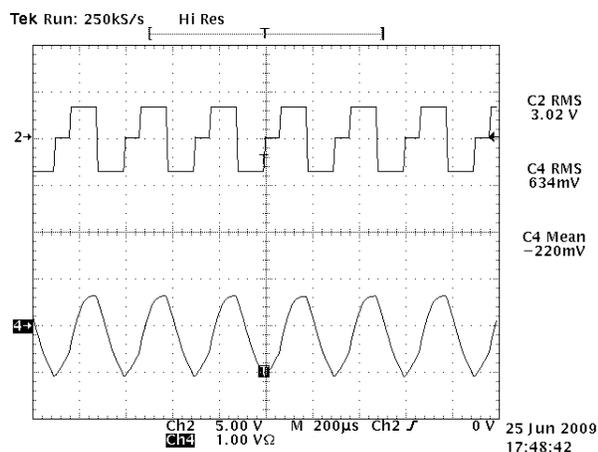
### 5.7.7 Resultados Experimentais

Da mesma maneira que foi aplicado um degrau na referência do controle na simulação, também foi aplicado ao conversor montado na bancada. O sistema inicia operando com um pulso positivo com *duty-cycle* de aproximadamente 40% e o pulso negativo ficando ativo por 60% do tempo. Como o pulso negativo é mais largo que o pulso positivo, a tensão suprida à carga apresenta um nível médio negativo, forçando a circulação de uma corrente também com nível médio negativo, conforme mostra a figura 5.24. Quando ocorre o degrau na referência, o ciclo positivo da tensão tende a ficar igual ao ciclo negativo, eliminando o nível médio, evidenciando o comportamento dinâmico do controle realizado.

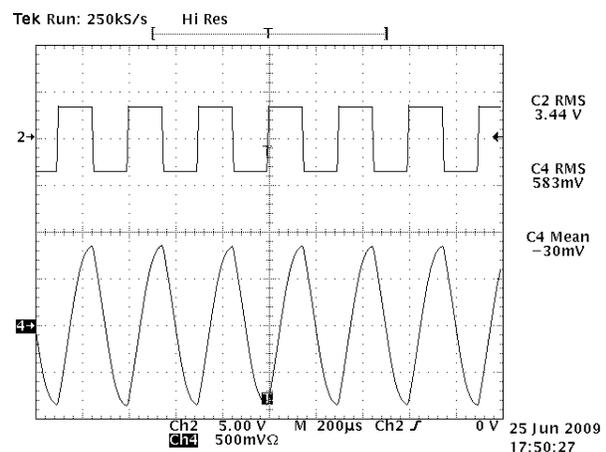
Para a figura 5.24, é utilizada a densidade de pulso unitária, ou seja, todos os 40 pulsos são aplicados, não havendo período de livre circulação de corrente pelas chaves do inversor. O comportamento dinâmico do controle é semelhante ao obtido por simulação na figura 5.17, exceto pelo *overshoot* presente na simulação. A ausência de *overshoot* no resultado prático pode ser atribuída às perdas presentes no sistema real, não consideradas na simulação.



a)



b)



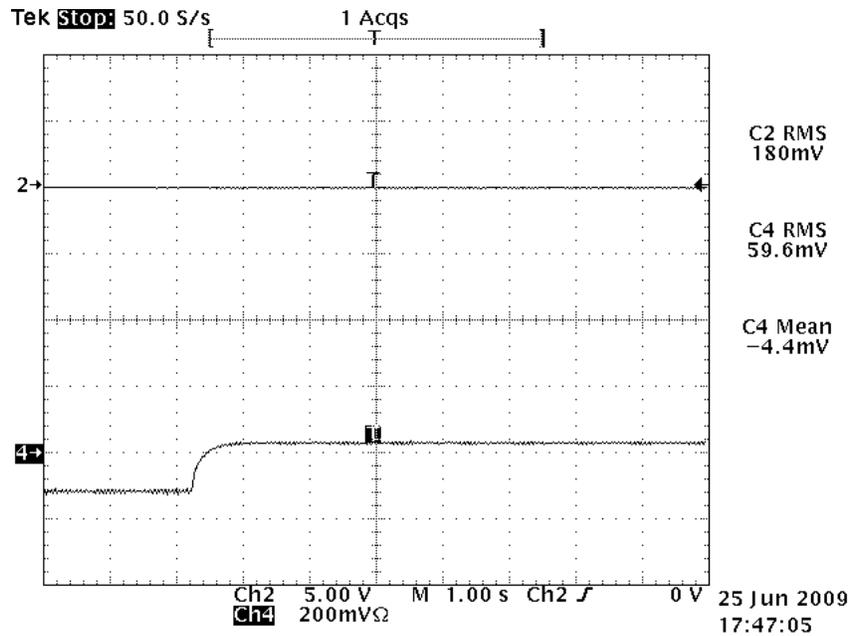
c)

Figura 5.24 – a) Corrente média, para densidade de pulso unitária; b) Tensão e corrente de entrada do transformador antes da aplicação do controle; c) Tensão e corrente de entrada do transformador após a atuação do controle anti-saturação.

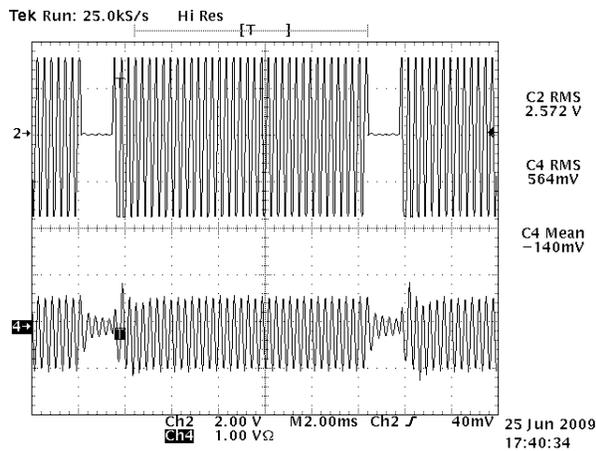
Analisando as formas de onda da tensão e da corrente após o degrau, percebe-se que o nível médio da corrente é de aproximadamente  $40mA$ , que idealmente deveria ser zero. Esta diferença pode ser atribuída à imprecisão dos condicionadores de corrente, da conversão A/D e do módulo PWM.

A figura 5.25 mostra as formas de onda para uma densidade de pulso de 35/40 para as mesmas condições de degrau utilizadas para obtenção da figura 5.24. Nota-se, da forma de onda da tensão depois do degrau, que o controle da corrente está atuando, evitando que a corrente

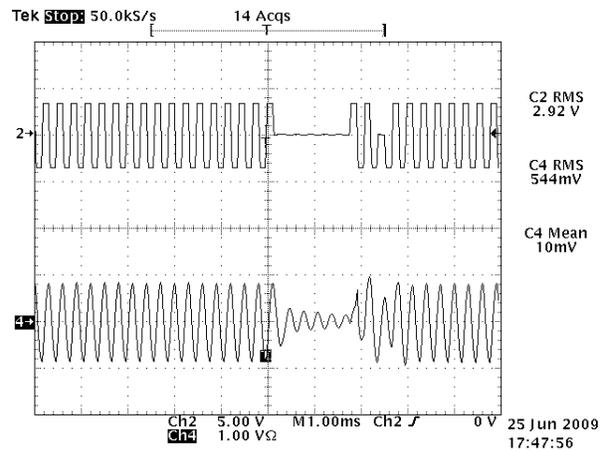
cresça além do limite estabelecido. A resposta dinâmica ao degrau é bastante parecida à resposta obtida na figura 5.24.



a)



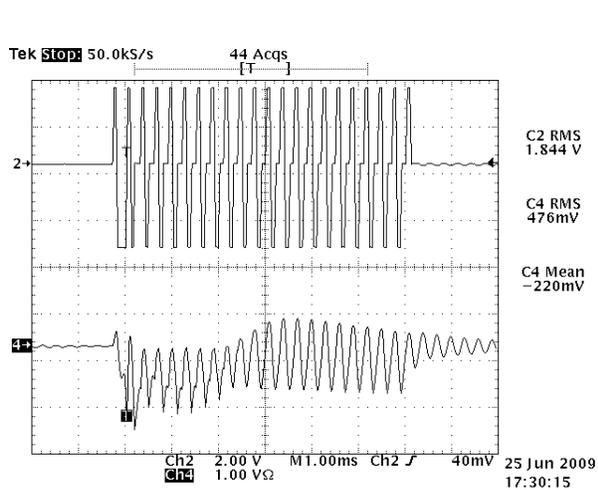
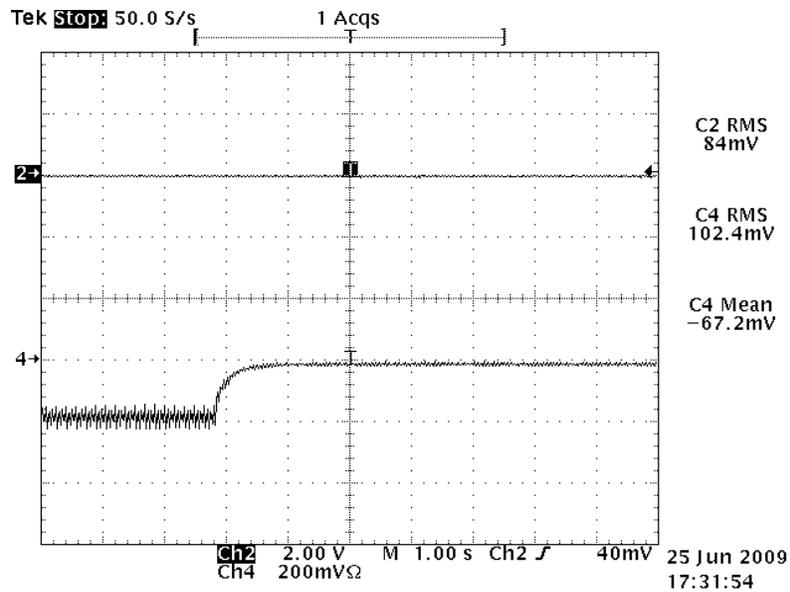
b)



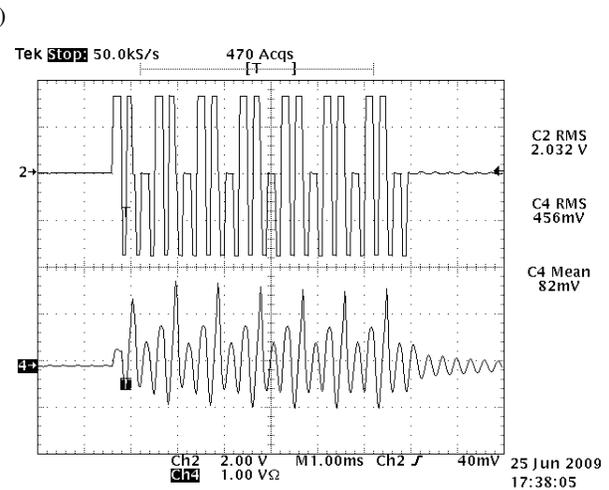
c)

Figura 5.25 – a) Corrente média, para densidade 45/40; b) Tensão e corrente de entrada do transformador antes da aplicação do controle; c) Tensão e corrente de entrada do transformador após a atuação do controle anti-saturação.

A figura 5.26 mostra a resposta ao degrau para uma densidade de pulsos de 20/40. Percebe-se que a corrente apresenta oscilações devido ao corte prematuro dos pulsos de tensão, realizado pelo controle de corrente. Quando a corrente ultrapassa o limite de 1A, o pulso é cortado.



a)



b)

Figura 5.26 – a) Corrente média, para densidade 20/40; b) Tensão e corrente de entrada do transformador antes da aplicação do controle; b) Tensão e corrente de entrada do transformador após a atuação do controle anti-saturação.

Para se obter a resposta dinâmica do sistema, é necessário forçar a aplicação de um nível médio de tensão, por meio de alterações nas larguras dos pulsos positivos e negativos da tensão. Ao forçar este nível médio para uma densidade de pulsos baixa, no caso 5/40, a forma de onda da corrente se torna diferente da esperada, como se pode observar na figura 5.27, antes da ocorrência do degrau na referência. Esta forma de onda se deve, em parte, à atuação do controle de corrente, que interrompe os pulsos de tensão, não deixando a corrente livre para crescer além dos limites estabelecidos. A anomalia na corrente se deve também ao controle de tensão, que

tenta ajustar a largura de pulsos de modo a seguir a referência que, neste caso, é uma corrente média de  $160\text{mA}$ .

Após o degrau, quando a referência é reajustada para zero, ou seja, para ter um valor médio nulo, o comportamento da corrente se aproxima do comportamento obtido na simulação. Para baixas densidades de pulso, a corrente demora mais para chegar ao ponto de operação desejado, isto devido ao menor número de pulsos nos quais tanto o controle de corrente como o controle de tensão podem atuar.

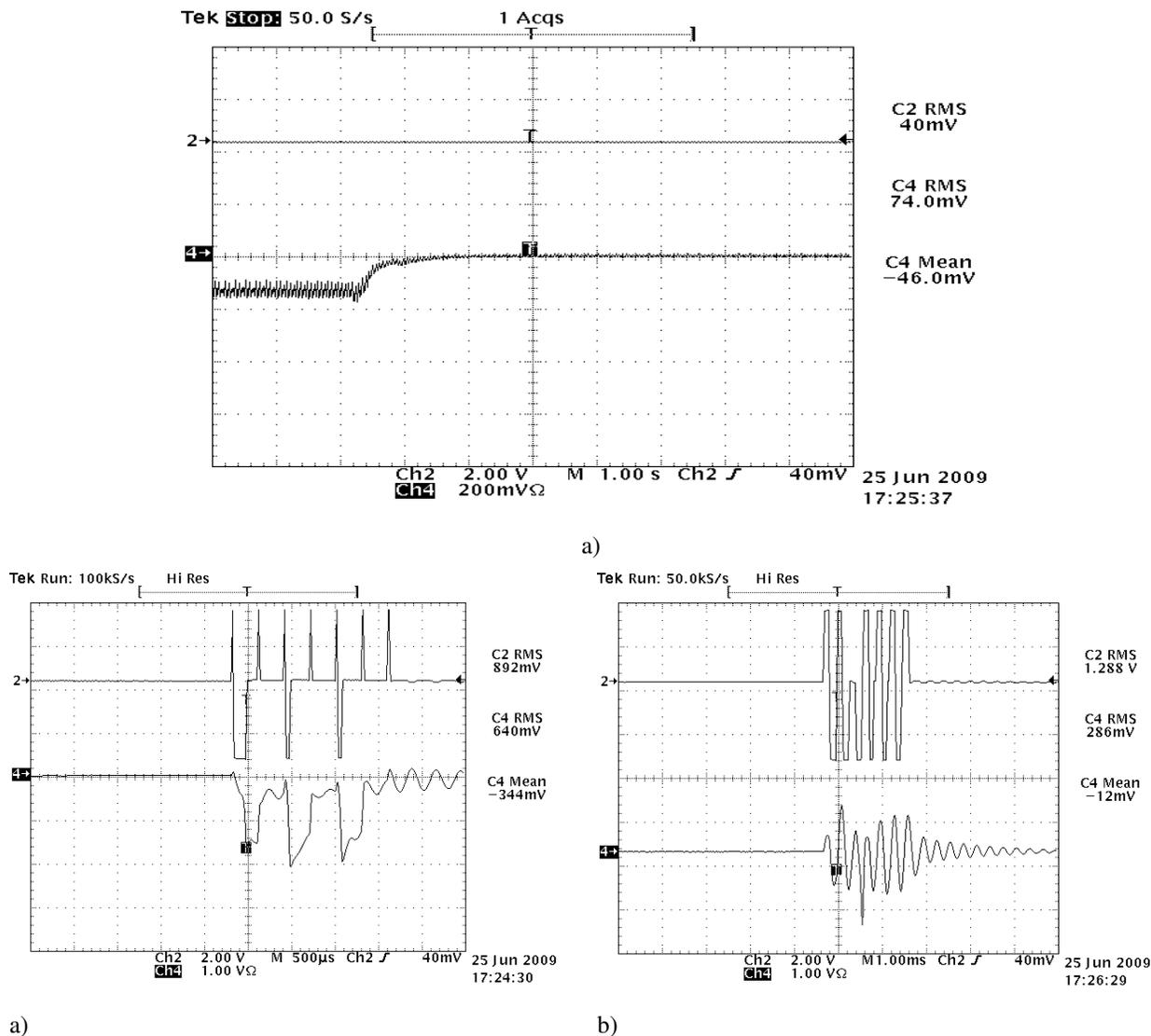


Figura 5.27 – a) Corrente média, para densidade 5/40; b) Tensão e corrente de entrada do transformador antes da aplicação do controle; b) Tensão e corrente de entrada do transformador após a atuação do controle anti-saturação.

## 5.8. Medições de potência e rendimento do conversor

Para se obter as curvas de rendimento do sistema foi utilizado um transformador conectado à célula geradora de ozônio, os parâmetros podem ser observados na tabela 5.1. A frequência de ressonância paralela deste sistema é de 600 Hz. A frequência da ressonância série é de 2,2 kHz. A frequência inicial de comutação das chaves é de 2,4 kHz, de maneira a atingir um alto ganho de tensão no secundário do transformador. A tensão no link CC é de 170 V.

Tabela 5.1 – Parâmetros estimados do transformador com carga

| $L_{disp}$ | $L_{mag}$ | $C_p$    | $R_s$             | $R_p$            |
|------------|-----------|----------|-------------------|------------------|
| 32 [mH]    | 390 [mH]  | 180 [nF] | 3,06 [ $\Omega$ ] | 20 [ $k\Omega$ ] |

As medidas das potências de entrada e de saída do conversor eletrônico de potência, assim como as medidas de rendimento foram tomadas utilizando o equipamento Yokogawa WT3000 Precision Power Analyzer. A figura 5.28 mostra a curva de rendimento do conversor em função da densidade de pulsos. A curva pontilhada representa o rendimento com a aplicação das técnicas de controle propostas nas seções anteriores. Já a curva contínua representa o rendimento sem a aplicação dos controles

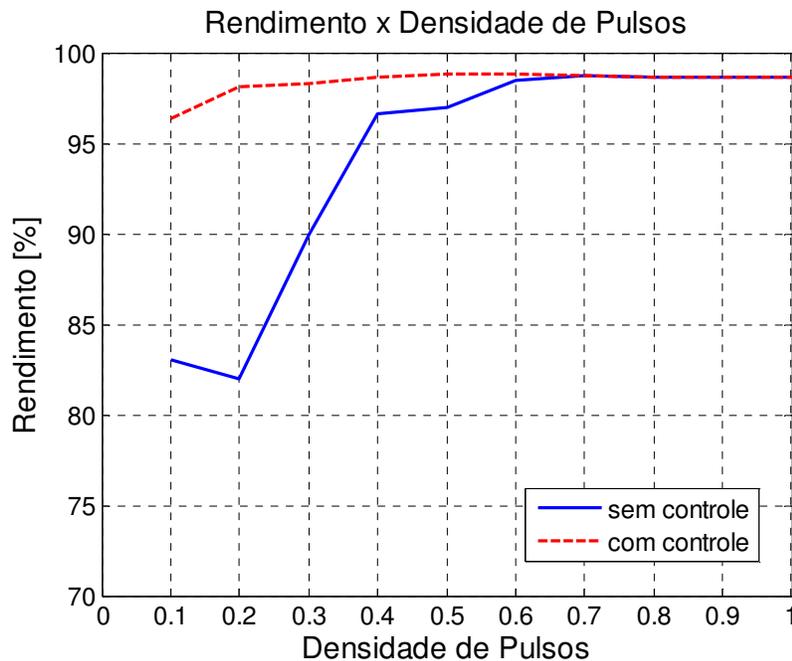


Figura 5.28 – Relação entre densidade de pulsos e rendimento do conversor, com e sem a aplicação dos controles.

Nota-se pela figura 5.28 que, para densidades de pulso elevadas, o rendimento obtido com e sem a aplicação dos controles é praticamente o mesmo. A máxima potência suprida pelo conversor é de 108 W, enquanto que o rendimento máximo é de 98%. Já para baixas densidades de pulso, a utilização das técnicas de controle melhorou consideravelmente o rendimento do conversor, uma vez que a saturação do transformador está sob controle.

A figura 5.29 mostra a tensão e a corrente no secundário do transformador elevador de tensão, onde pico de tensão atinge 8,5 kV. Pode-se notar também que, no instante em que a tensão atinge um valor de aproximadamente 1 kV, há uma alteração na inclinação da onda da tensão, caracterizando o rompimento do dielétrico de ar, aumentando a capacitância equivalente do sistema. Neste mesmo instante, ocorre um achatamento na forma de onda da corrente.

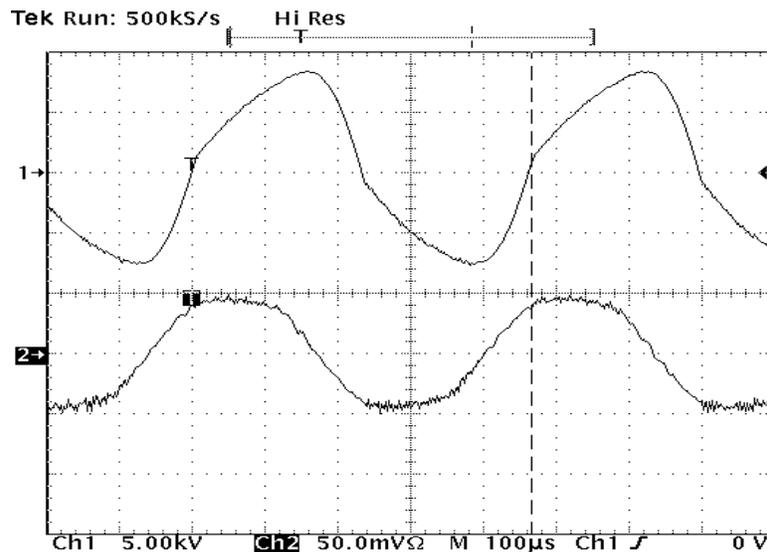


Figura 5.29 – Detalhe da tensão (Ch1) e corrente (Ch2) no secundário do transformador.

A figura 5.30 mostra a onda de tensão e corrente no secundário do transformador para uma densidade de pulsos de 4/20 sem a atuação dos controles propostos. Os picos presentes na forma de onda da corrente estão associados com a saturação do transformador. Sendo a principal causa do baixo rendimento apresentado pelo conversor em baixas densidades de pulso. Nota-se ainda, que o primeiro pulso de tensão apresenta um valor de pico inferior aos demais, fazendo com que a capacitância equivalente diminua. Este decremento na capacitância provoca um aumento da frequência na qual a ressonância série ocorre, podendo levar à operação na região

capacitiva, isto é, abaixo da frequência de ressonância série. Conforme a densidade de pulsos diminui, este efeito passa a exercer maior influência.

O algoritmo que detecta a região de operação do conversor aumenta a frequência de chaveamento assim que detecta a operação na região indutiva e o controle de corrente impede que a corrente atinja níveis maiores que os previstos. A figura 5.31 mostra a corrente e tensão no secundário do transformador com a aplicação das técnicas de controle expostas acima. Os picos de corrente nos ciclos iniciais e finais podem ser devidos ao transitório causado pela aplicação do pacote PDM, que provoca a circulação da corrente de magnetização.

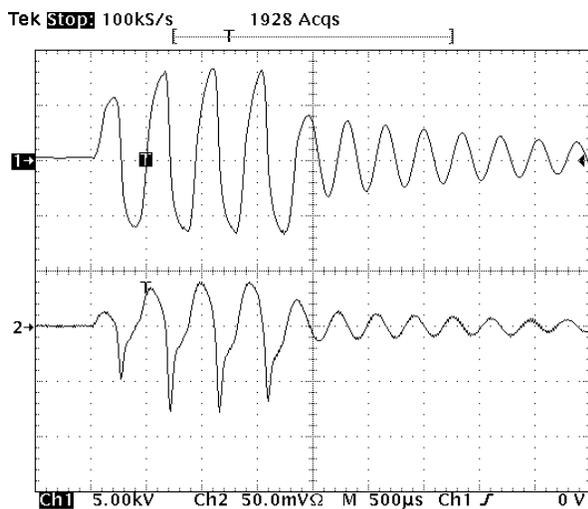


Figura 5.30 – Tensão (Ch1) e corrente (Ch2) no secundário do transformador para uma densidade de pulsos de 4/20 (sem a aplicação dos controles).

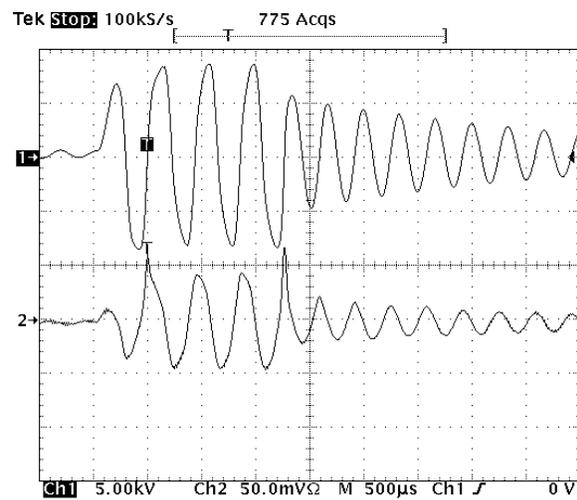


Figura 5.31 – Tensão (Ch1) e corrente (Ch2) no secundário do transformador para uma densidade de pulsos de 4/20 (com a aplicação dos controles).

## 5.9. Conclusão

Esta seção propôs uma técnica para evitar a saturação do transformador, baseada na realimentação da corrente. Para garantir a proteção do sistema e aumentar sua confiabilidade, utilizou-se um limitador de corrente, que atua no instante em que a corrente excede os valores máximos pré-estabelecidos. Adicionalmente, propõe-se a utilização de uma malha de controle baseada em um controlador PI para eliminar o nível médio que, ocasionalmente, esteja presente na corrente, evitando assim que a corrente cresça, forçando a atuação do limitador.

A técnica proposta foi utilizada no conversor montado em bancada, cumprindo o papel de controlar a corrente no primário do transformador e conseqüentemente evitar a saturação. Os

resultados obtidos mostram que, o controle da corrente possibilitou uma melhora considerável no rendimento do conversor, principalmente quando operando com baixa densidade de pulso.

# Capítulo 6

## Conversor Trifásico

### 6.1. Introdução

O aumento da produção de ozônio pode ser conseguido com a colocação em paralelo de várias células ozonizadoras ou ainda de vários transformadores, cada qual com um ozonizador. Obviamente esta possibilidade fica limitada pela capacidade do inversor fornecer a potência adicional.

Qualquer que seja a alternativa, devido à discrepância dos valores dos parâmetros elétricos entre os dispositivos (transformador e célula ozonizadora), ocorre uma variação na resposta em frequência, o que significa que a impedância e a característica de ganho de tensão se alteram para cada conjunto de transformador e carga. A figura 6.1 mostra as curvas de impedância e ganho de tensão para três transformadores que apresentam indutâncias de dispersão ligeiramente diferentes, indicadas na tabela 6.1. As curvas são obtidas por meio das equações 2.12 e 2.13.

*Tabela 6.1 – Parâmetros utilizados para gerar a figura 6.1*

| <i>Fase</i> | <i>R<sub>s</sub></i> | <i>R<sub>p</sub></i> | <i>L<sub>disp</sub></i> | <i>L<sub>mag</sub></i> | <i>C<sub>trafo</sub></i> |
|-------------|----------------------|----------------------|-------------------------|------------------------|--------------------------|
| A           | 3,06 Ω               | 40,7k Ω              | 30,0mH                  | 300,0mH                | 13,26nF                  |
| B           | 3,06 Ω               | 40,7k Ω              | 34,3mH                  | 343,0mH                | 13,26nF                  |
| C           | 3,06 Ω               | 40,7k Ω              | 32,0mH                  | 320,0mH                | 13,26nF                  |

A discrepância dos valores dos parâmetros pode se dar por diferentes motivos, como: o método artesanal de construção dos transformadores, as variações nas características dos

materiais, os diferentes processos construtivos adotados por diferentes fabricantes, o envelhecimento dos materiais, etc.

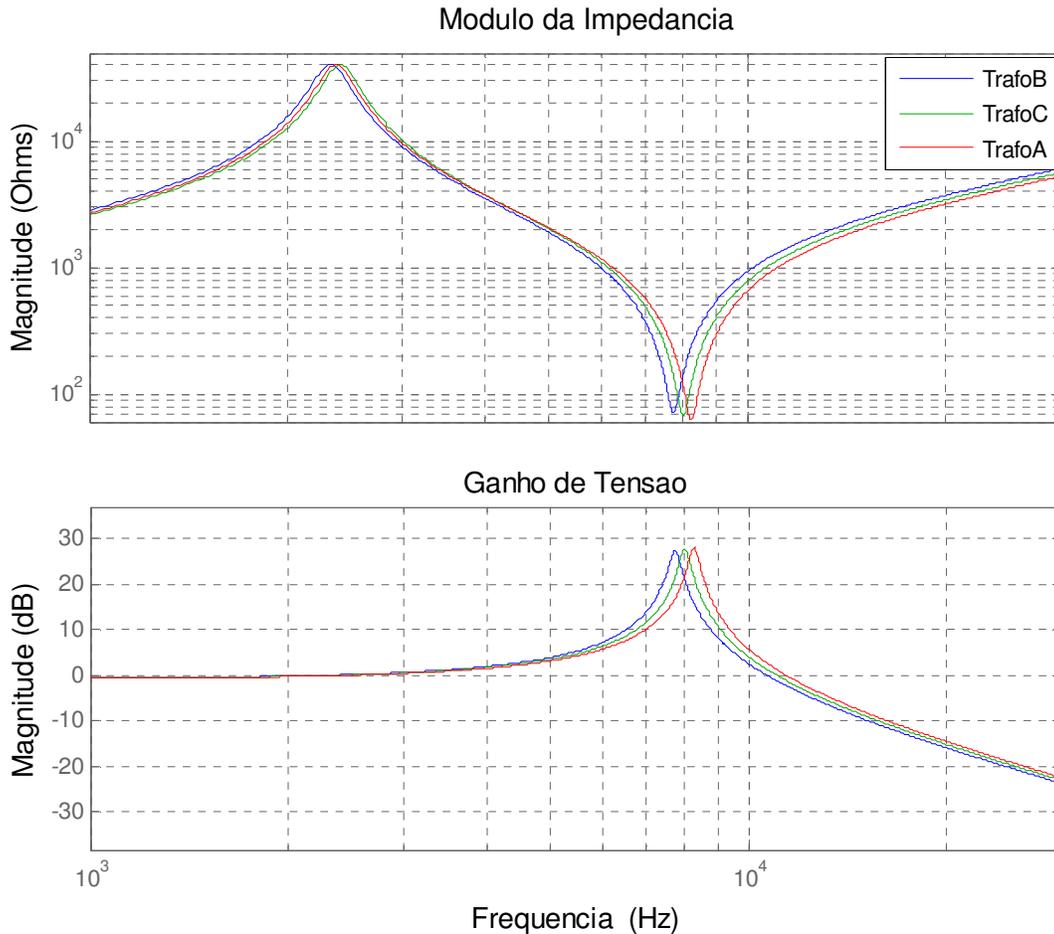


Figura 6.1 – Módulo da impedância e ganho de tensão de três transformadores

Em uma conexão em paralelo, como a tensão aplicada é a mesma para todos os dispositivos, tanto em valor quanto em frequência, não é possível procurar um ponto de operação que garanta a mesma potência para todos os dispositivos.

Como alternativa à conexão em paralelo de vários dispositivos propõe-se aumentar a produção de ozônio por meio de um arranjo trifásico da carga. Desta forma torna-se possível ajustar as potências para que tenham um mesmo valor, mesmo com a variação de parâmetros entre os transformadores de alta tensão.

Ao inversor de frequência trifásico são conectados os terminais de primário dos transformadores, caracterizando uma conexão em delta. Ao secundário dos transformadores são conectadas as células geradoras de ozônio, em conexão estrela.

A conexão em estrela utilizada no secundário garante a existência de um ponto comum entre as células. Tal ponto deve ser aterrado, a fim de proteger o usuário contra possíveis contatos elétricos com elementos metálicos da célula ozonizadora. O diagrama de ligação do circuito pode ser observado na figura 6.2.

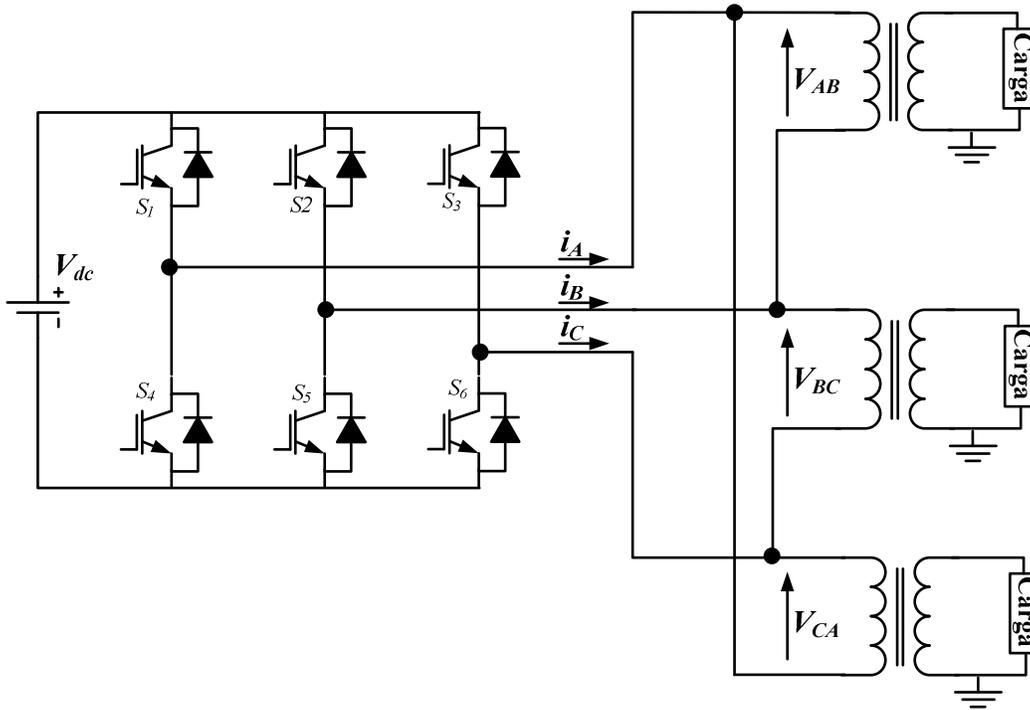


Figura 6.2 – Diagrama de ligação entre conversor trifásico e a carga.

Para mostrar os efeitos da dispersão dos valores dos parâmetros da carga, são realizadas algumas simulações, baseadas nos parâmetros expostos na tabela 6.2. O gráfico da impedância dos três conjuntos de carga está indicado na figura 6.4. Nesta simulação os três conjuntos de cargas são iguais, diferindo apenas nos valores da indutância de dispersão. Esta diferença entre as indutâncias de dispersão é mais significativa do que outras variações de parâmetros entre as cargas. Além disto, o conversor opera próximo à ressonância série entre esta indutância e a capacitância da célula geradora de ozônio.

Tabela 6.2 – Parâmetros utilizados para simulação (figuras 6.3 a 6.6)

| <i>Fase</i> | $R_s$         | $R_p$         | $L_{disp}$ | $L_{mag}$ | $C_{eq}$  | $F_s$    | $F_p$  |
|-------------|---------------|---------------|------------|-----------|-----------|----------|--------|
| A           | 3,06 $\Omega$ | 40,7 $\Omega$ | 29,0 mH    | 305,7 mH  | 173,26 nF | 2,26 kHz | 692 Hz |
| B           | 3,06 $\Omega$ | 40,7 $\Omega$ | 33,0 mH    | 305,7 mH  | 173,26 nF | 2,10 kHz | 692 Hz |
| C           | 3,06 $\Omega$ | 40,7 $\Omega$ | 31,0 mH    | 305,7 mH  | 173,26 nF | 2,20 kHz | 692 Hz |

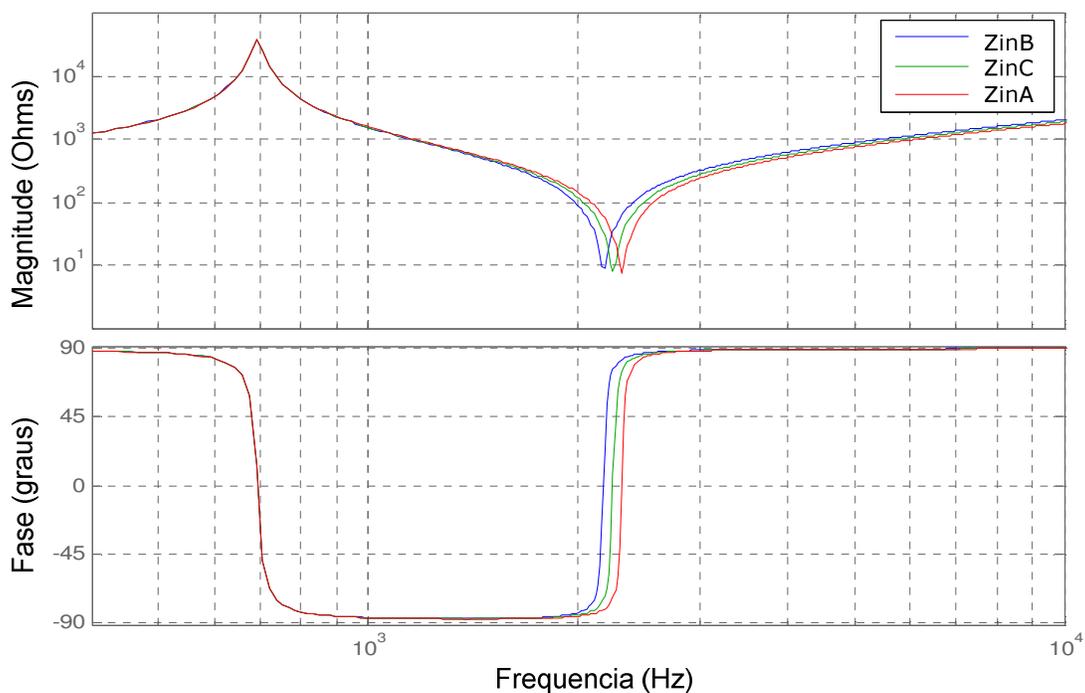


Figura 6.3 – Impedância dos três conjuntos de transformador e carga.

As formas de ondas da figura 6.4 mostram as tensões, correntes e potências para cada conjunto de carga (transformador conectado à célula geradora de ozônio).  $V_{in}$  é a tensão de entrada de cada transformador, figura 6.2. A frequência de chaveamento é de 2,3.kHz

As formas de onda mostradas na figura 6.5 foram obtidas utilizando-se os mesmos parâmetros usados na simulação referente à figura 6.4, alterando-se frequência de chaveamento para 2,5 kHz. Nota-se que a potência diminui, pois a frequência de chaveamento avança na região indutiva, aumentando o módulo da impedância vista pelo inversor. Porém a variação da potência não ocorre de maneira proporcional, uma vez que a potência da fase C, que na simulação 6.3 estava próxima à potência da fase B, agora tende a se igualar à potência A e se distanciar da potência B.

Observando o gráfico das impedâncias dos três transformadores, figura 6.3, percebe-se que, nas proximidades da frequência de ressonância série, as impedâncias são diferentes entre si, fazendo com que as correntes e, conseqüentemente, as potências sejam diferentes. A figura 6.6 mostra um detalhe da região da ressonância série, onde estão indicados os valores de magnitude das impedâncias para cada um dos casos simulados, isto é, frequência de 2,3 kHz e 2,5 kHz.

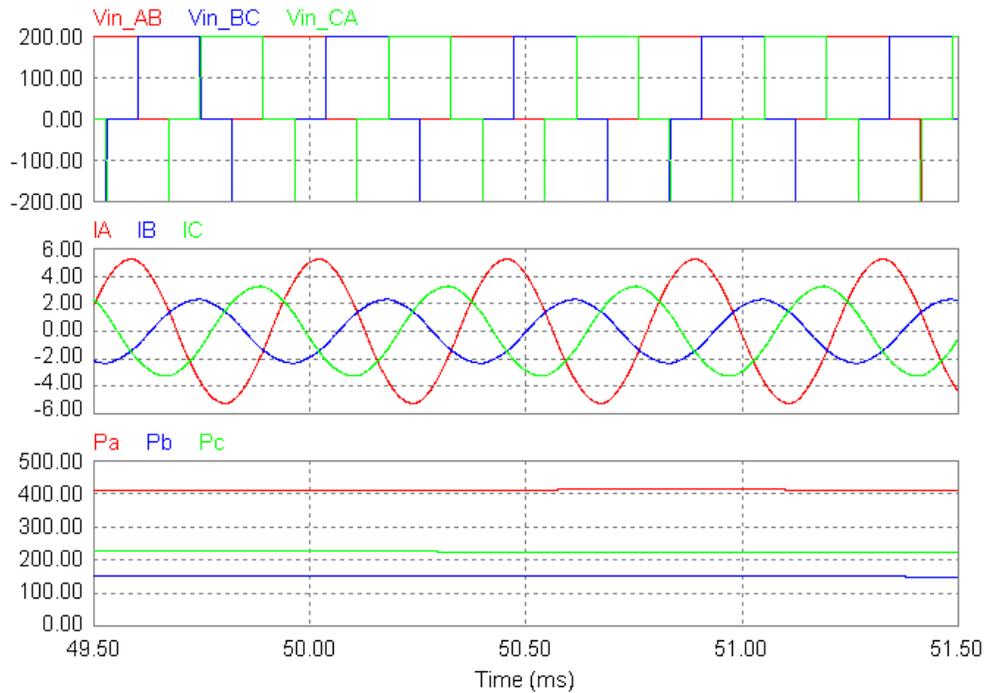


Figura 6.4 – Formas de onda de tensão, corrente e valores da potência para as três fases. Com frequência de chaveamento de 2,3 kHz.

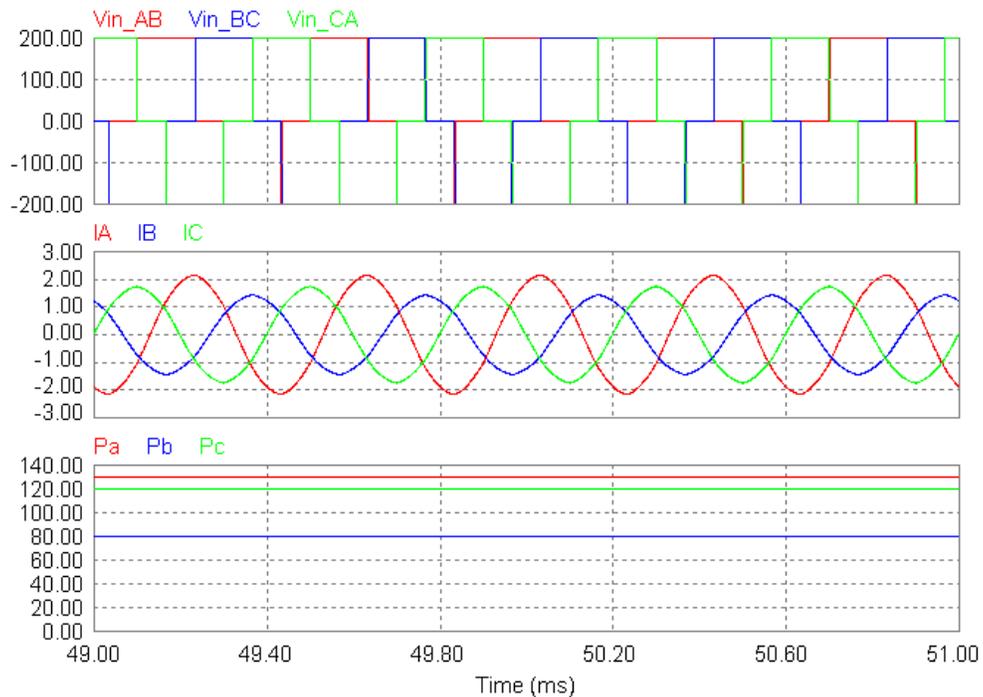


Figura 6.5 – Formas de onda de tensão, corrente e valores da potência para as três fases. Com frequência de chaveamento de 2,5 kHz.

Para a frequência de operação de 2,3 kHz, figura 6.4, o ponto de operação está muito próximo à ressonância série da carga A, ocasionando uma corrente  $I_a$  elevada, devido à baixa

impedância nesta região. Já para as cargas A e B, o ponto de operação está mais longe de suas respectivas frequências de ressonância, onde as impedâncias têm módulos maiores, ocasionando correntes menores.

Operando em 2,5 kHz, as impedâncias ainda são diferentes, mas apresentam valores maiores em módulo, e mais próximos entre si. Isto faz com que as correntes, mostradas na figura 6.5, sejam menores.

Portanto, um transformador pode operar sobrecarregado, isto é, acima da potência nominal para a qual foi projetado, diminuindo seu tempo de vida útil e podendo tornar a operação do sistema instável, devido ao sobreaquecimento e à saturação que possivelmente venha a existir. Por outro lado, um dos outros transformadores, ou mesmo os outros dois, podem estar operando muito abaixo de sua capacidade nominal, diminuindo a eficiência do sistema.

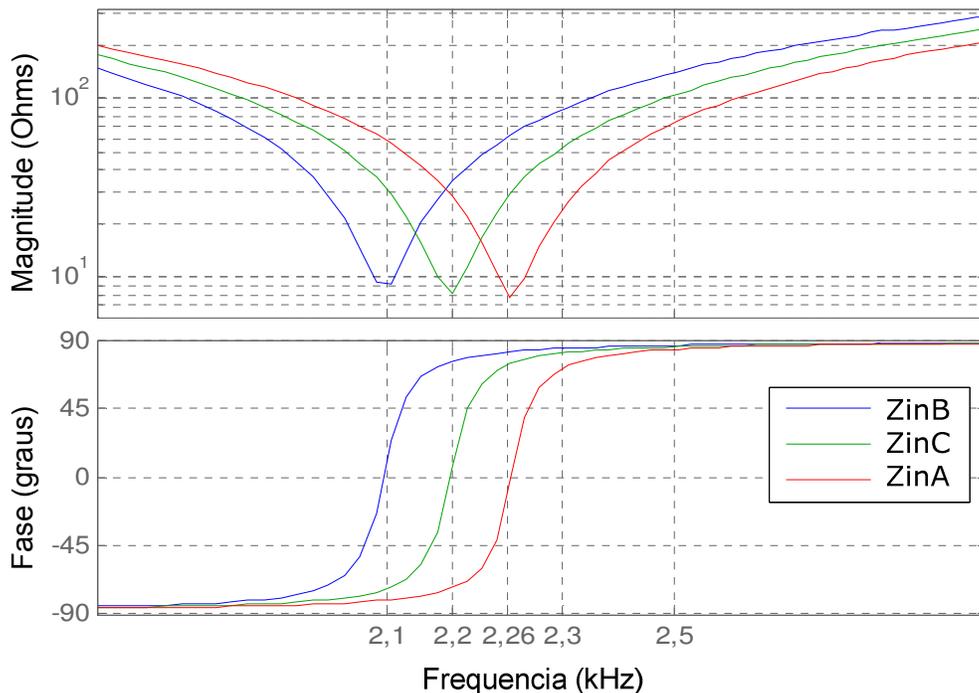


Fig. 6.6 – Detalhe da impedância das três cargas, próximo à frequência da ressonância série.

Ainda na figura 6.3, nota-se que, nas proximidades da ressonância paralela, as impedâncias são praticamente iguais. Isto indica uma possível solução para o problema do desbalanço das potências, em que bastaria ajustar a frequência de operação nas proximidades da ressonância paralela. Porém, nesta região de operação o ganho de tensão não é tão elevado

quanto nas proximidades da ressonância série, o que tenderia a aumentar a relação de transformação e com isto, o custo destes equipamentos.

Além do ganho de tensão ser baixo, também pode ocorrer variação nos parâmetros da célula geradora de ozônio, principalmente no valor das capacitâncias. Tal mudança nos parâmetros é devida, principalmente, ao envelhecimento da célula. Tanto a ressonância paralela quanto a série são afetadas. Logo, operar próximo à frequência de ressonância paralela deixa de ter qualquer vantagem. A figura 6.7 mostra as impedâncias das três cargas, para capacitâncias diferentes em cada uma das células. Os valores utilizados para a simulação são mostrados na tabela 6.3.

Tabela 6.3 – Parâmetros utilizados para a simulação da figura 6.7

| <i>Fase</i> | $R_s$         | $R_p$          | $L_{disp}$ | $L_{mag}$ | $C_{eq}$ | $F_s$    | $F_p$  |
|-------------|---------------|----------------|------------|-----------|----------|----------|--------|
| <i>A</i>    | 3,06 $\Omega$ | 40,7k $\Omega$ | 30,0 mH    | 315 mH    | 158 nF   | 2,20 kHz | 692 Hz |
| <i>B</i>    | 3,06 $\Omega$ | 40,7k $\Omega$ | 30,0 mH    | 315 mH    | 170 pF   | 2,06 kHz | 692 Hz |
| <i>C</i>    | 3,6 $\Omega$  | 40,7k $\Omega$ | 30,0 mH    | 315 mH    | 178 nF   | 2,14 kHz | 692 Hz |

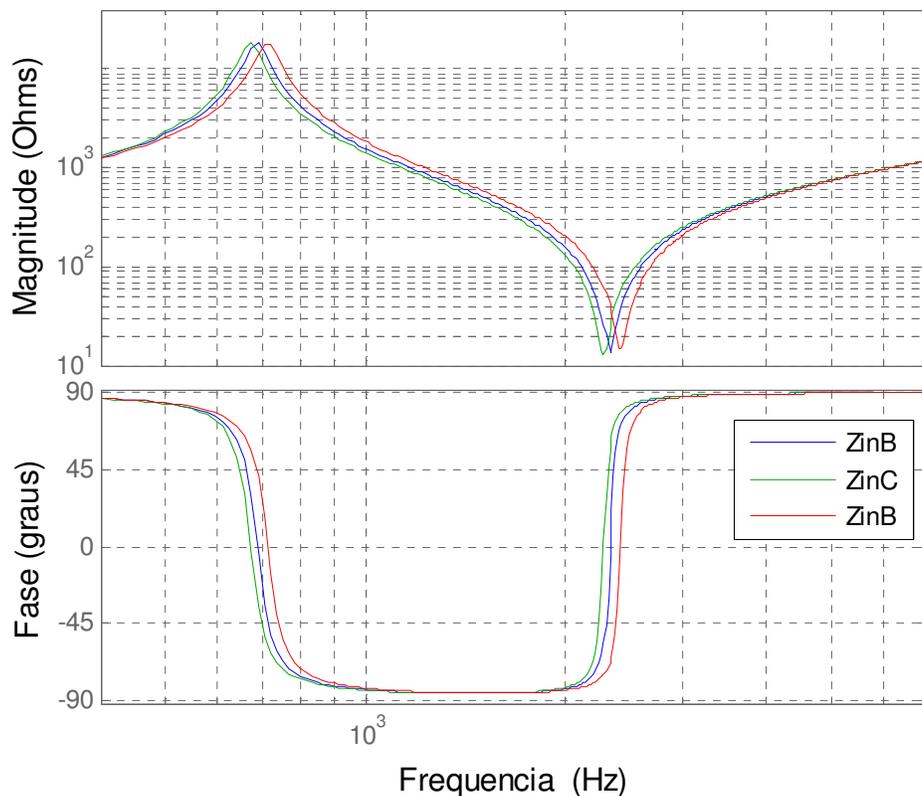


Figura 6.7 – Impedância das três cargas, com capacitâncias diferentes.

A seção seguinte traz o método proposto para equalizar três potências e manter tanto o transformador, quanto a carga, operando próximos aos seus valores nominais.

## 6.2. Técnica de Equalização das Potências

A regulação da potência pode ser alcançada pela aplicação de uma tensão reduzida na fase que possui menor impedância, a fim de manter o valor das correntes próximos entre si. Em um sistema trifásico, esta variação de tensão pode ser realizada pelo deslocamento de fase, originando tensões de linha com valor variável. Portanto para equalizar as potências é necessário desequilibrar as tensões de linha, uma vez que a carga trifásica, conectada em delta, está desequilibrada.

### 6.2.1 Síntese das Tensões no Inversor Trifásico

As chaves de cada braço do inversor mostrado na figura 6.2 operam de modo complementar. Cada braço do inversor sintetiza uma onda de tensão quadrada, com nível médio igual à metade de  $V_{dc}$ , estas tensões são denominadas por  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$  conforme mostra a figura 6.9.

As tensões de linha,  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  e  $V_{CA}$ , aplicadas na entrada dos transformadores da figura 6.2, são a diferença entre as tensões nos braços do inversor, conforme o conjunto de equações 6.1.

$$\begin{aligned}V_{AB} &= V_A - V_B \\V_{BC} &= V_B - V_C \\V_{CA} &= V_C - V_A\end{aligned}\tag{6.1}$$

Para a geração de tensões de linha equilibradas, isto é, com mesmo módulo e defasamento de  $120^\circ$ , é necessário que o deslocamento de fase entre as tensões  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$  seja de  $120^\circ$ . Neste caso, conforme sugere da Série Dupla de Fourier, exposta na equação 3.15, as componentes harmônicas de terceira ordem e suas múltiplas, são eliminadas das tensões de linha.

Os valores padrão para os ângulos  $\phi_A$ ,  $\phi_B$  e  $\phi_C$  são respectivamente  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  e  $240^\circ$ . Estes valores de ângulo geram tensões trifásicas equilibradas. Para que tensões de linha com valores arbitrários sejam aplicadas sobre os transformadores, é necessário desequilibrar as

tensões de fase. Tal alteração pode ser realizada ajustando a defasagem entre as tensões sintetizadas por cada braço do inversor, conforme mostrado na figura 6.9.

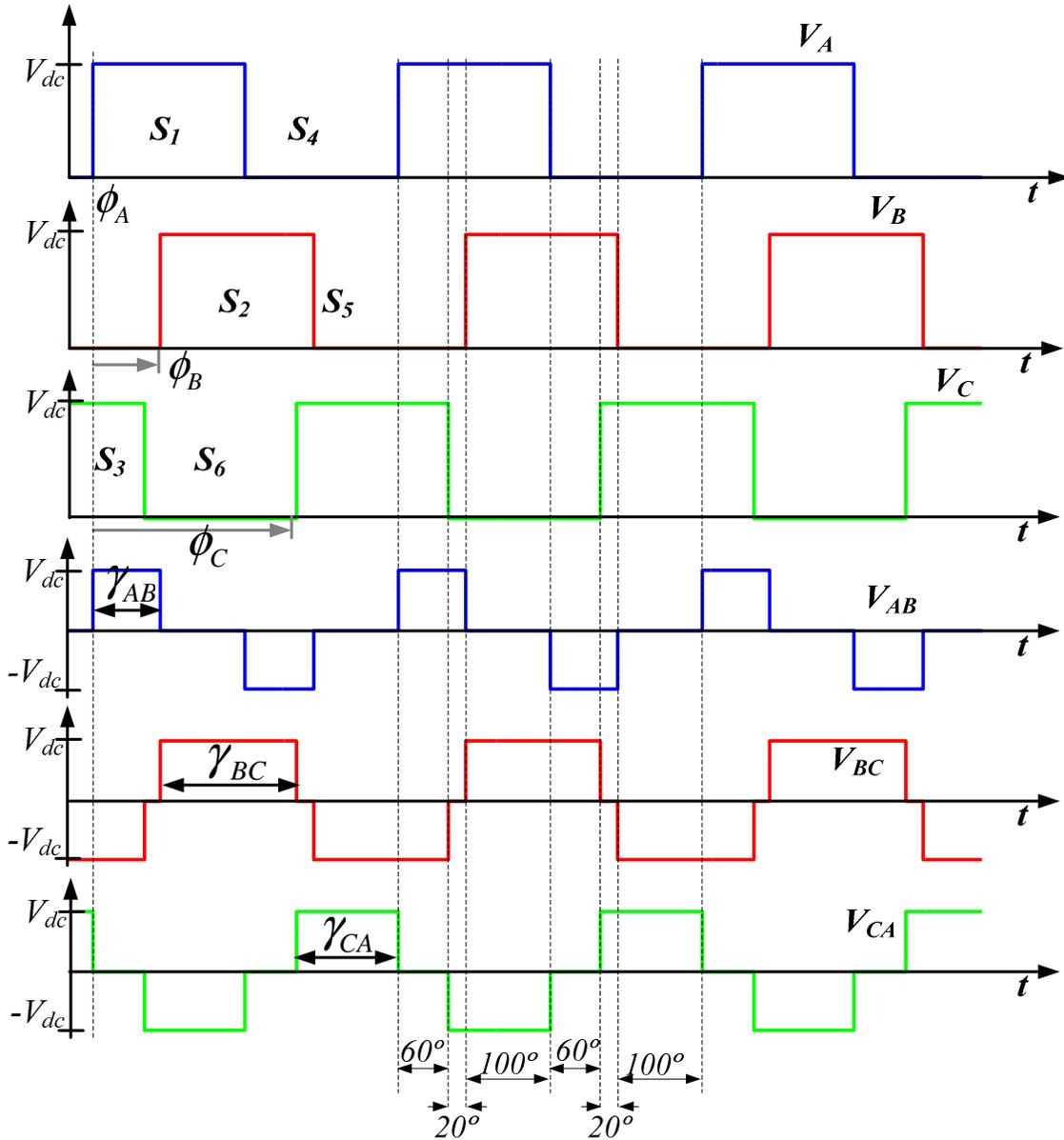


Figura 6.9 – Formas de onda do inversor trifásico, operando com deslocamento de fase.

Desta figura ainda é possível notar que as tensões de linha são proporcionais aos deslocamentos entre as fases, conforme sugerem as equações do grupo 6.2.

$$\begin{aligned}
 V_{AB} &\approx \gamma_{AB} = \phi_B - \phi_A \\
 V_{BC} &\approx \gamma_{BC} = \phi_C - \phi_B \\
 V_{CA} &\approx \gamma_{CA} = 360^\circ - \phi_A - \phi_C
 \end{aligned}
 \tag{6.2}$$

Onde:

$\phi_A \rightarrow$  ângulo de fase da tensão  $V_A$  ;

$\phi_B \rightarrow$  ângulo de fase da tensão  $V_B$  ;

$\phi_C \rightarrow$  ângulo de fase da tensão  $V_C$  ;

$\gamma_{AB} \rightarrow$  quantidade de graus em cada semi-ciclo em que a tensão  $V_{AB}$  tem amplitude igual a  $V_{dc}$  ;

$\gamma_{BC} \rightarrow$  quantidade de graus em cada semi-ciclo em que a tensão  $V_{BC}$  tem amplitude igual a  $V_{dc}$  ;

$\gamma_{CA} \rightarrow$  quantidade de graus em cada semi-ciclo em que a tensão  $V_{CA}$  tem amplitude igual a  $V_{dc}$  ;

A componente fundamental da tensão de linha é dada pela equação 6.3. A magnitude desta tensão é proporcional a  $\mathcal{Y}$ . As componentes harmônicas são atenuadas devida à característica de impedância do sistema, que opera próximo à frequência de ressonância.

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \quad (6.3)$$

No caso exposto na figura 6.9, a tensão  $V_{AB}$  foi reduzida, enquanto a tensão  $V_{BC}$  foi aumentada. Neste caso, a tensão  $V_B$  não apresenta atraso de  $120^\circ$ , mas sim de  $80^\circ$  em relação à tensão  $V_A$ , isto é, esta tensão sofreu um adiantamento de  $40^\circ$ . A defasagem de  $V_C$  não foi alterada, permanecendo  $240^\circ$  atrasada em relação à  $V_A$ . Logo, utilizando o conjunto de equações 6.3 tem-se que,  $\gamma_{AB}$  é igual a  $80^\circ$ ,  $\gamma_{BC}$  é igual a  $160^\circ$  e  $\gamma_{CA}$  continua em  $120^\circ$ . Portanto,  $V_{BC} > V_{CA} > V_{AB}$ .

As tabelas 6.3 e 6.4 resumem o comportamento das tensões de linha para variações nos ângulos de fase das tensões em cada braço do inversor. A convenção adotada é válida para as tensões partindo da condição equilibrada, isto é, com uma defasagem de  $120^\circ$  entre estas tensões.

*Tabela 6.3 – Conseqüências do decremento dos ângulos*

| <b>Adianta (decrementa)</b> | <b>Aumenta</b> | <b>Diminui</b> |
|-----------------------------|----------------|----------------|
| $\phi_A$                    | $V_{AB}$       | $V_{CA}$       |
| $\phi_B$                    | $V_{BC}$       | $V_{AB}$       |
| $\phi_C$                    | $V_{CA}$       | $V_{BC}$       |

Tabela 6.4 – Conseqüências do incremento dos ângulos

| Atrasa (incrementa) | Aumenta  | Diminui  |
|---------------------|----------|----------|
| $\phi_A$            | $V_{CA}$ | $V_{AB}$ |
| $\phi_B$            | $V_{AB}$ | $V_{BC}$ |
| $\phi_C$            | $V_{BC}$ | $V_{CA}$ |

Pela análise das formas de onda das tensões nos braços do inversor, figura 6.9, nota-se que há restrições no valor que os ângulos  $\phi$  podem assumir. Pois, se estes ângulos forem deslocados mais que  $60^\circ$  de seus valores originais, as informações expostas nas tabelas 6.3 e 6.4 deixam de ser válidas. A menos que ocorra igual deslocamento nos ângulos  $\phi_A$ ,  $\phi_B$  e  $\phi_C$ .

## 6.2.2 Tratamento das Potências

Para realizar o cálculo das potências é realizada a amostragem dos sinais de correntes e tensões no primário dos transformadores, facilitando a implementação da técnica anti-saturação. Por definição, a potência ativa é dada pela equação 6.4.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (6.4)$$

Onde:

$v(t) \rightarrow$  tensão de linha sobre os transformadores;

$i(t) \rightarrow$  corrente de linha que circula pela carga;

As potências envolvidas são calculadas da seguinte forma:

$$P_A = \frac{1}{T} \int_0^T v_{AB}(t) \cdot i_{AB}(t) \cdot dt \quad (6.5)$$

$$P_B = \frac{1}{T} \int_0^T v_{BC}(t) \cdot i_{BC}(t) \cdot dt \quad (6.6)$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T v_{CA}(t) \cdot i_{CA}(t) \cdot dt \quad (6.7)$$

A discretização da equação 6.4 produz a equação 6.8, que pode ser convertida em uma equação a diferenças conforme a equação 6.9.  $N$  representa o número de amostras utilizadas para o cálculo e  $T$  representa o período de amostragem, sendo que a frequência de amostragem é muito maior que a frequência de chaveamento.

$$P[n] = \frac{1}{N} \cdot \frac{T}{z-1} \cdot v[n] \cdot i[n] \quad (6.8)$$

$$P[n] = P[n-1] + \frac{T}{N} \cdot v[n] \cdot i[n] \quad (6.9)$$

Confrontando as equações 6.4 e 6.2, percebe-se que a potência está indiretamente relacionada a  $\phi$ . Portanto, controlando o ângulo de fase da tensão em cada braço do inversor e, conseqüentemente, a tensão de linha sintetizada pelo conversor, torna-se possível controlar a potência entregue à carga.

Para ajustar o valor de  $\lambda$  para equalizar a potência nas cargas, é utilizado um algoritmo que varia o ângulo  $\phi$  em pequenos passos, orientado pelas tabelas 6.3 e 6.4. Este algoritmo está descrito em detalhes na próxima seção.

### 6.2.3 Algoritmo de Equalização da Potência

O algoritmo proposto para equalizar as potências controla o valor da tensão de linha aplicada aos transformadores, por meio de ajustes no ângulo  $\phi$  entre as tensões dos braços do inversor. As potências são calculadas continuamente, por meio da sobre amostragem das correntes e tensões envolvidas. A atuação do algoritmo de controle ocorre em uma frequência pelo menos dez vezes menor que a frequência de chaveamento, garantindo o desacoplamento entre a malha de equalização das potências e a malha de controle anti-saturação, descrita na próxima seção.

Por meio das tabelas 6.3 e 6.4, torna-se possível elaborar a tabela 6.5, que relaciona o estado das potências polifásicas com a ação necessária para equalizá-las. Os sinais de + e - na coluna *Ação* indicam que o ângulo das tensões dos braços do inversor devem ser incrementados

ou decrementados. Na coluna *Conseqüência*, as setas indicam se determinada potência aumentará ou diminuirá devido à ação tomada.

Tabela 6.5 – Ações que levam à equalização das potências

| <b>ID</b>   | <b>Estado</b>     | <b>Ação</b> | <b>Conseqüência</b>           |
|-------------|-------------------|-------------|-------------------------------|
| <b>I</b>    | $P_A > P_B > P_C$ | $+\phi_A$   | $\downarrow P_A \uparrow P_C$ |
| <b>II</b>   | $P_A > P_C > P_B$ | $-\phi_B$   | $\downarrow P_A \uparrow P_B$ |
| <b>III</b>  | $P_A > P_B = P_C$ | $+\phi_A$   | $\downarrow P_A \uparrow P_C$ |
|             |                   | $-\phi_B$   | $\downarrow P_A \uparrow P_B$ |
| <b>IV</b>   | $P_B > P_C > P_A$ | $+\phi_B$   | $\downarrow P_B \uparrow P_A$ |
| <b>V</b>    | $P_B > P_A > P_C$ | $-\phi_C$   | $\downarrow P_B \uparrow P_C$ |
| <b>VI</b>   | $P_B > P_A = P_C$ | $+\phi_B$   | $\downarrow P_B \uparrow P_A$ |
|             |                   | $-\phi_C$   | $\downarrow P_B \uparrow P_C$ |
| <b>VII</b>  | $P_C > P_A > P_B$ | $+\phi_C$   | $\downarrow P_C \uparrow P_B$ |
| <b>VIII</b> | $P_C > P_B > P_A$ | $-\phi_A$   | $\downarrow P_C \uparrow P_A$ |
| <b>IX</b>   | $P_C > P_B = P_A$ | $+\phi_C$   | $\downarrow P_C \uparrow P_B$ |
|             |                   | $-\phi_A$   | $\downarrow P_C \uparrow P_A$ |
| <b>X</b>    | $P_A = P_B > P_C$ | $-\phi_C$   | $\uparrow P_C \downarrow P_B$ |
|             |                   | $+\phi_A$   | $\uparrow P_C \downarrow P_A$ |
| <b>XI</b>   | $P_B = P_C > P_A$ | $-\phi_A$   | $\uparrow P_A \downarrow P_C$ |
|             |                   | $+\phi_B$   | $\uparrow P_A \downarrow P_B$ |
| <b>XII</b>  | $P_C = P_A > P_B$ | $-\phi_B$   | $\uparrow P_B \downarrow P_A$ |
|             |                   | $+\phi_C$   | $\uparrow P_B \downarrow P_C$ |

Analisando a tabela 6.5, nota-se a existência de dois grupos de estados, descritos a seguir:

**Grupo 1:** formado pelos estados I, II, IV, V, VII e VIII. Nestes estados, as três potências são diferentes entre si. Conseqüentemente, a ação a ser tomada tende a equalizar ao menos duas das três potências. As ações correspondentes a este grupo de estados levam ao aumento da menor potência, enquanto a maior delas diminui. Esta ação é tomada até que ocorra a equalização de duas potências ou até que o ângulo  $\phi$  atinja um valor 60 graus a mais ou a menos do seu valor original.

**Grupo 2:** formado pelos estados III, VI, IX, X, XI e XII, apresenta duas potências iguais, que podem ser maiores ou menores que a terceira:

**Subgrupo 1:** formado pelos estados III, VI e IX, nos quais duas potências são iguais e menores que a outra. Tomando o estado III como exemplo, tem-se que  $P_A > P_B = P_C$ . Os ângulos das tensões devem ser alterados de maneira a igualar os valores das três potências. Portanto, incrementa-se o ângulo associado à maior potência ( $+\phi_A$ ), levando ao seu decréscimo ( $P_A$ ) e ao aumento de uma das potências menores, neste caso  $P_C$ . Esta ação levaria ao desequilíbrio entre as potências, por isso, é necessário, simultaneamente, aumentar a outra menor ( $P_B$ ) em detrimento do decréscimo da maior delas ( $P_A$ ). Isto é alcançado pelo incremento do ângulo ( $-\phi_B$ ), conforme tabela 6.4. Portanto, basta reduzir a maior potência, conseqüentemente aumentando uma das menores potências, ao mesmo tempo em que se aumenta a outra potência menor, conseqüentemente diminuindo a maior.

**Subgrupo 2:** formado pelos estados X, XI e XII, nos quais duas potências são iguais e maiores que a outra potência. Para equalizar as três potências é necessário aumentar a menor potência e conseqüentemente diminuir uma das potências maiores. Simultaneamente a esta ação, é necessário diminuir a potência que não foi alterada pela ação acima, levando conseqüentemente ao aumento da menor potência.

Uma vez desenvolvido o método para levar à equalização das potências e compreendido os estados, ações e reações envolvidas, torna-se necessário desenvolver um método que determine em qual estado se encontram as potências. Para isto, basta testar cada um dos estados descritos a cima.

Porém, para encurtar o tempo de simulação e agilizar o processo de implementação prática desta técnica no processador digital de sinais, propõe-se a utilização de um método que envolve seis comparações entre as potências, gerando um código relacionado ao estado atual. As comparações realizadas respeitam uma dada margem de erro, para não forçar a atuação do algoritmo quando a diferença entre as potências for aceitável. As condições utilizadas para gerar o código estão expostas abaixo, na tabela 6.6, onde M representa a margem de erro. Por exemplo, para um erro de 10% entre as potências utiliza-se  $M = 1.1$ .

*Tabela 6.6 – Testes para determinação do estado atual das potências.*

| <b>Se</b>         | <b>Então</b> | <b>Senão</b> |
|-------------------|--------------|--------------|
| $P_A > (P_B * M)$ | $e_1 = 1$    | $e_1 = 0$    |
| $P_B > (P_C * M)$ | $e_2 = 1$    | $e_2 = 0$    |
| $P_C > (P_A * M)$ | $e_3 = 1$    | $e_3 = 0$    |
| $P_B > (P_A * M)$ | $e_4 = 1$    | $e_4 = 0$    |
| $P_C > (P_B * M)$ | $e_5 = 1$    | $e_5 = 0$    |
| $P_A > (P_C * M)$ | $e_6 = 1$    | $e_6 = 0$    |

Interpretando o resultado dos testes acima como um número binário, gera-se um código correspondente ao estado atual das potências. Estas relações estão resumidas na tabela 6.7. Com base nos códigos obtidos, basta realizar ao máximo mais 12 comparações para determinar qual ação deve ser tomada.

A figura 6.10 mostra o fluxograma resumido da operação do algoritmo de equalização das potências. Depois de o estado da potência ter sido identificado e a ação para equalizá-las ter sido tomada, ocorrem mais dois teste, verificando se os ângulos  $\phi$  extrapolaram os limites de  $60^\circ$ , para mais ou para menos. Caso isto ocorra, o ângulo é saturado, isto é, limitado em  $60^\circ$ .

Tabela 6.7 – Relação entre o estado das potências e ação a ser tomada

| <b>ID</b>   | <b>Estado</b>     | $e_1$ | $e_2$ | $e_3$ | $e_4$ | $e_5$ | $e_6$ | <b>Código</b> |
|-------------|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|---------------|
| <b>I</b>    | $P_A > P_B > P_C$ | 1     | 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | 49            |
| <b>II</b>   | $P_A > P_C > P_B$ | 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 35            |
| <b>III</b>  | $P_A > P_B = P_C$ | 1     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 33            |
|             |                   |       |       |       |       |       |       |               |
| <b>IV</b>   | $P_B > P_C > P_A$ | 0     | 1     | 1     | 1     | 0     | 0     | 28            |
| <b>V</b>    | $P_B > P_A > P_C$ | 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | 1     | 21            |
| <b>VI</b>   | $P_B > P_A = P_C$ | 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | 0     | 20            |
|             |                   |       |       |       |       |       |       |               |
| <b>VII</b>  | $P_C > P_A > P_B$ | 1     | 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | 42            |
| <b>VIII</b> | $P_C > P_B > P_A$ | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 0     | 14            |
| <b>IX</b>   | $P_C > P_B = P_A$ | 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | 10            |
|             |                   |       |       |       |       |       |       |               |
| <b>X</b>    | $P_A = P_B > P_C$ | 0     | 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | 17            |
| <b>XI</b>   | $P_B = P_C > P_A$ | 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | 0     | 12            |
| <b>XII</b>  | $P_C = P_A > P_B$ | 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | 34            |

O funcionamento do algoritmo pode ser melhor entendido analisando as ondas provenientes de algumas simulações realizadas. A figura 6.11 mostra uma simulação baseada nos parâmetros de transformador e célula geradora de ozônio, mostrados na tabela 6.2 e cujas curvas de impedâncias são mostradas na figura 6.3. Antes da atuação do algoritmo de equalização, as potências  $P_A$ ,  $P_B$  e  $P_C$  eram 400 W, 150 W e 250 W respectivamente. Após o início da atuação do algoritmo ( $t > 0,05$  s), os valores das potências começam a convergir. De  $t = 0,05$ s até  $t = 0,09$ s o ângulo  $\phi_B$  é decrementado, pois a configuração  $P_A > P_C > P_B$  define o estado II, que pede tal ação. Em  $t = 0,09$ s a potência  $P_C$  se iguala a  $P_A$ , sendo ambas maiores que  $P_B$ , definindo então que, a partir deste instante de tempo, as potências passam a definir o estado XII onde  $P_C = P_A > P_B$ , requerendo o decremento de  $\phi_B$  e o incremento de  $\phi_C$  para concluir a equalização das três potências.

Nota-se que ocorre a saturação dos ângulos  $\phi$  quando as potências já estão praticamente equalizadas. Ao final do processo de equalização tem-se  $P_A = 220\text{ W}$ ,  $P_B = 200\text{ W}$  e  $P_C = 215\text{ W}$ . O erro entre as potências é menor que erro permitido ( $M$ ) que, para esta simulação, está ajustado em 10%.

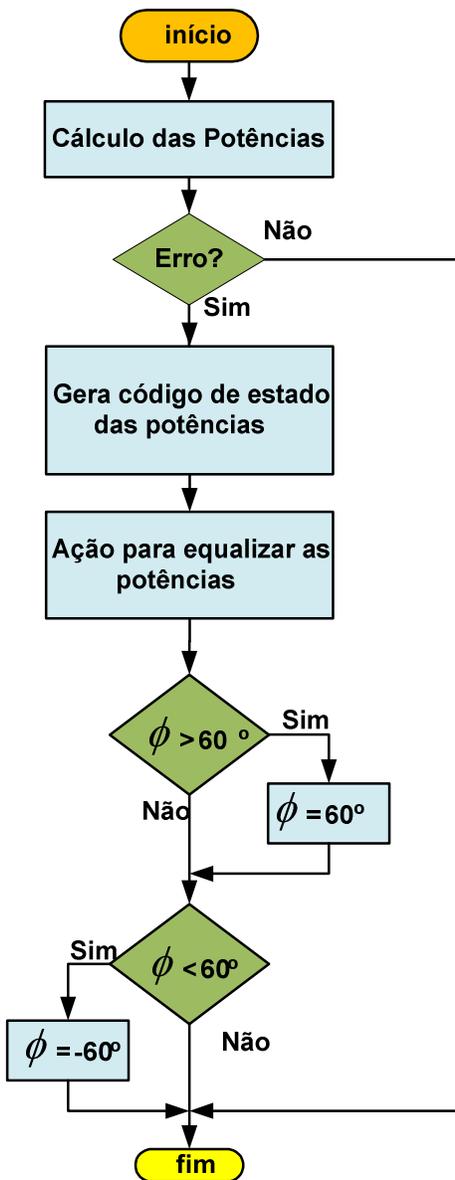


Figura 6.10 – Fluxograma resumido do algoritmo de equalização das potências

As figuras 6.12.a e 6.12.b mostram detalhes das potências, tensões e correntes, antes e depois da aplicação do algoritmo. Nota-se que tanto as correntes de fase, quanto as tensões sobre as células geradoras de ozônio tiveram seus valores de pico equalizados.

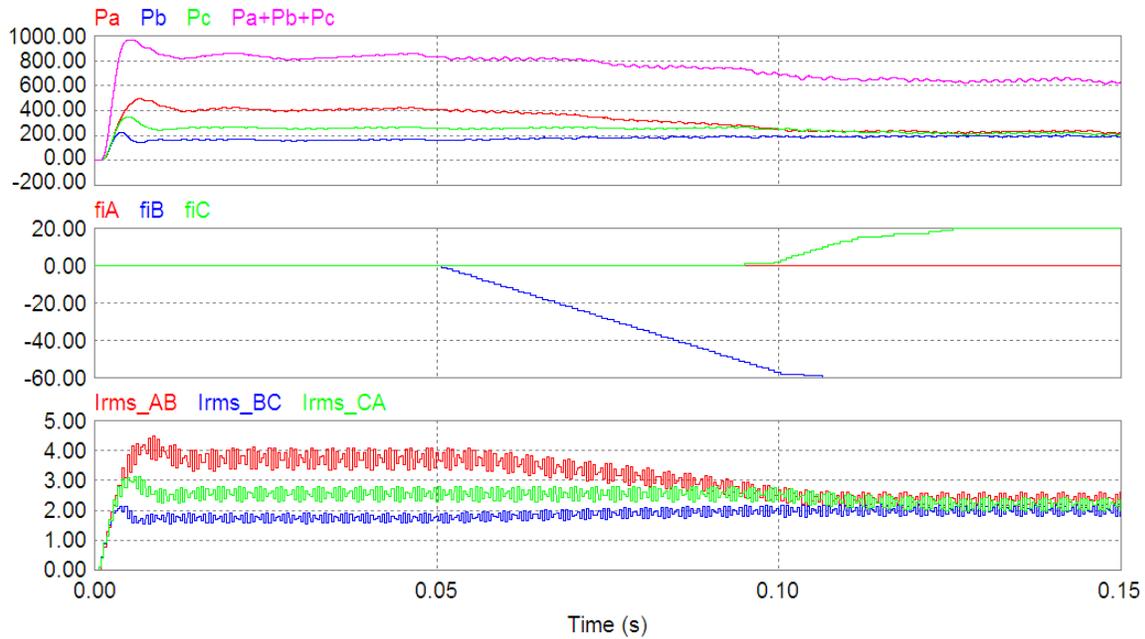


Figura. 6.11 – Potências, ângulos de fase e correntes eficazes (de cima para baixo) durante o processo de equalização das potências.

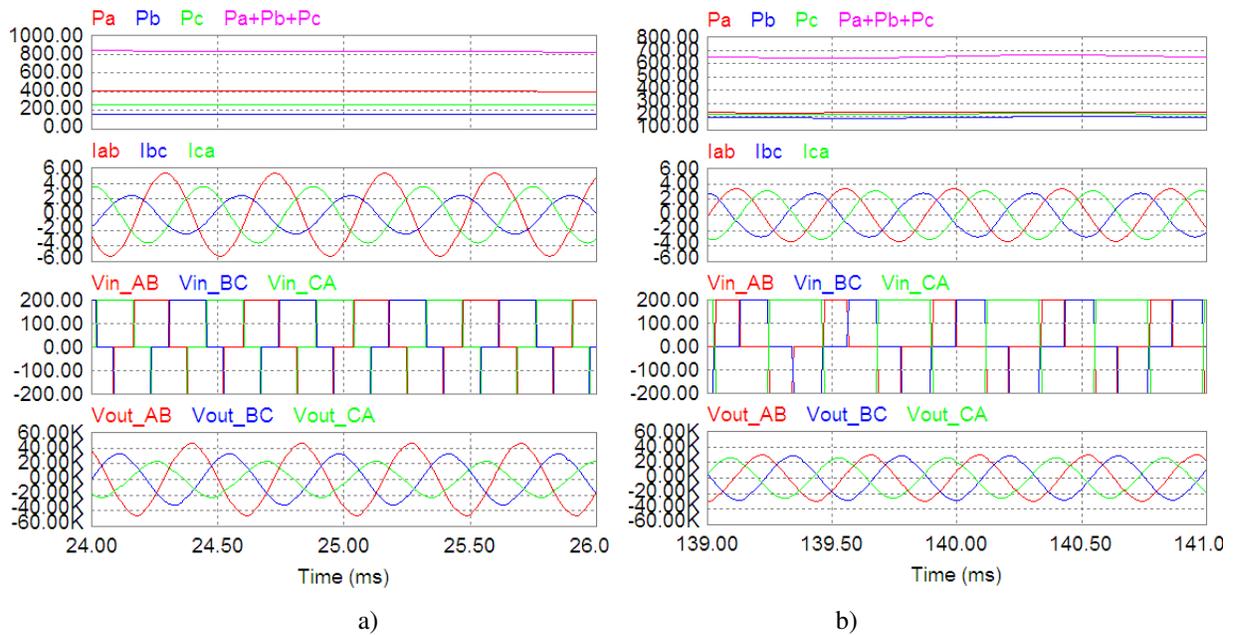


Figura 6.12 – Detalhe das potências, correntes instantâneas, tensões de linha e tensões sobre as células (de cima para baixo): a) antes da atuação do algoritmo de equalização; b) depois da atuação do algoritmo.

Assim como qualquer tipo de controle, a técnica de equalização as potências proposta acima, pode não operar adequadamente se ocorrer a saturação dos transformadores. Por isso,

torna-se necessário, assim como para o caso monofásico, desenvolver uma técnica anti-saturação, que, para a versão polifásica do conversor, se resume a um limitador de corrente.

### 6.3. Técnica Anti-saturação

A técnica anti-saturação aplicada ao conversor trifásico é similar àquela adotada para o caso monofásico. Porém, não há o controle do valor médio da corrente, utilizando apenas um limitador de corrente para cada fase do conversor, conforme figura 6.13. Assim, se uma determinada corrente instantânea atingir o valor limite, previamente estabelecido, ambas as chaves do ramo correspondente a esta corrente são desligadas, colocando o ramo em estado de alta impedância.

Se a corrente  $I_{AB}$  extrapolar o limite, o ramo A é colocado em estado de alta impedância. Caso a corrente  $I_{BC}$  extrapole o limite, o ramo B é coloca em alta impedância. Por fim, se a corrente  $I_{CA}$  extrapolar o limite, ambas as chaves do ramo C são desligadas.

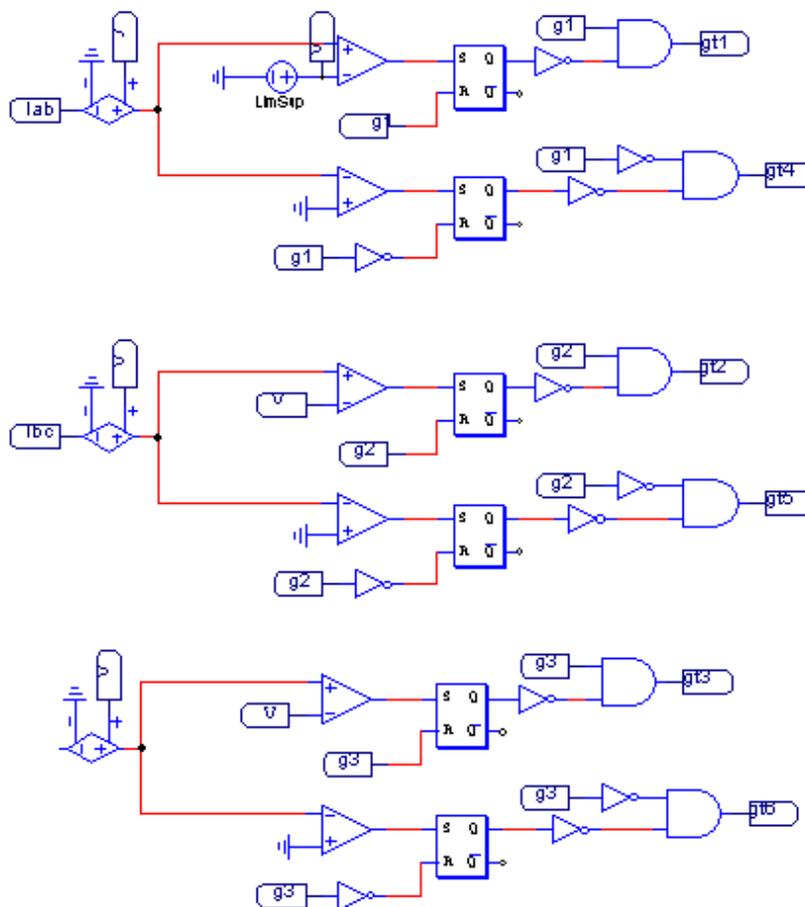


Figura 6.13 – Estrutura do limitador de corrente trifásico.

O estado de alta impedância permite a livre circulação da corrente de carga apenas pelos diodos, pois as chaves ficam desligadas. Portanto as tensões não necessariamente vão a zero quando os ramos do inversor estão com as chaves desligadas. Isto ocorre devido ao acúmulo de energia nas indutâncias presentes no circuito, podendo ocorrer a circulação de correntes pelos diodos conectados em antiparalelo com as chaves de potência.

A figura 6.14 mostra as formas de onda provenientes da ação do limitador de correntes, sendo mostrados de cima para baixo os seguintes sinais: tensões em cada ramo do inversor, tensões de linha aplicadas sobre os transformadores, correntes de fase da carga e tensões aplicadas sobre cada célula geradora de ozônio

Quando o limite de corrente é atingido, as tensões  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$  nos ramos do inversor, deixam de ser impostas pela fonte  $CC$ , tornando as formas de onda das tensões nos ramos e, conseqüentemente, as tensões de linha, recortadas. Devido a esses pulsos de tensão não serem gerados pelo chaveamento dos transistores, não há aumento das perdas de comutação. Isto pode ser verificado pela análise dos pulsos de gatilho das chaves,  $gt_1$ ,  $gt_2$  e  $gt_3$ .

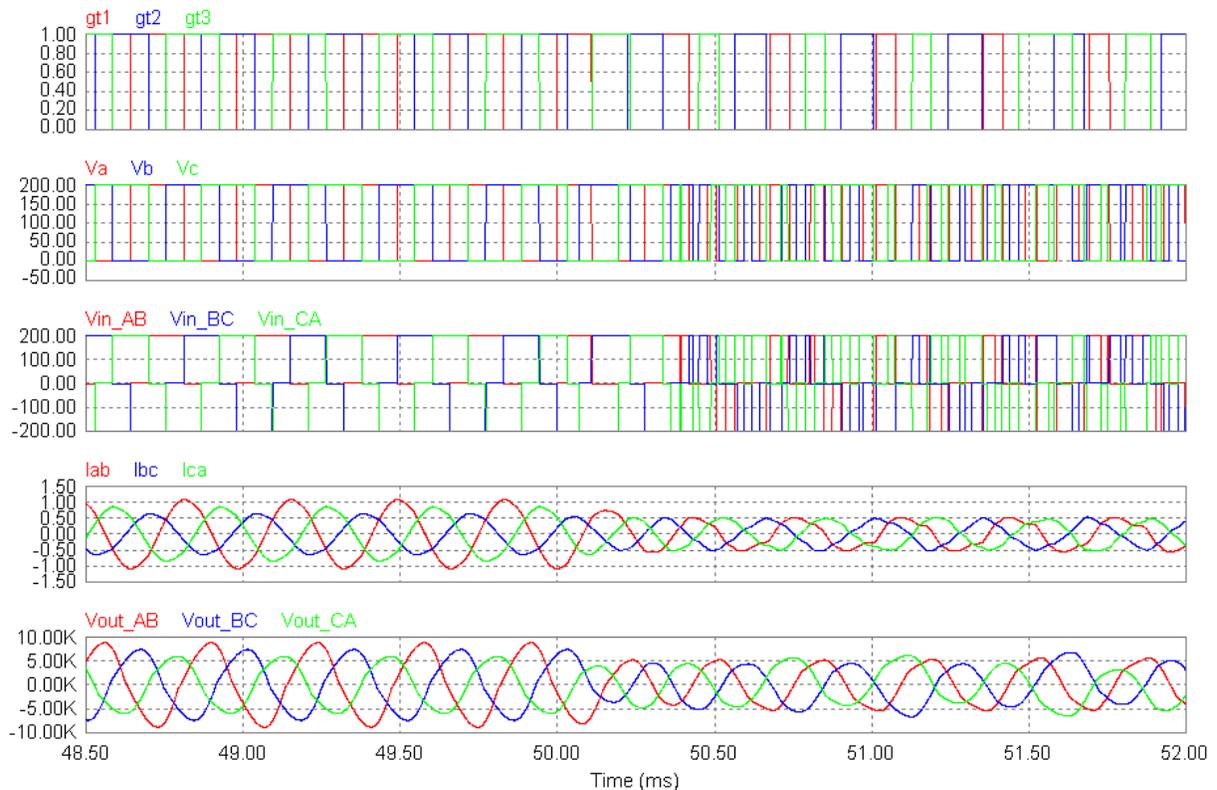


Figura 6.14 – Formas de onda resultantes do limitador de corrente. Limite configurado em 0,5 A.

A figura 6.15 mostra formas de ondas similares às ondas mostradas na figura 6.14. Porém, com o limite de corrente ajustado em 0,8 A. Este novo limite afeta apenas a corrente  $I_{AB}$  e  $I_{CA}$ , pois  $I_{BC}$  não atinge este valor. Nota-se pela análise das formas de onda das tensões de linha,  $V_{in_{AB}}$ ,  $V_{in_{BC}}$ , e  $V_{in_{CA}}$ , que não ocorrem vários pulsos de tensão num mesmo período de chaveamento e as correntes apresentam formas de onda com menos distorção, se comparadas às correntes mostradas na figura 6.14.

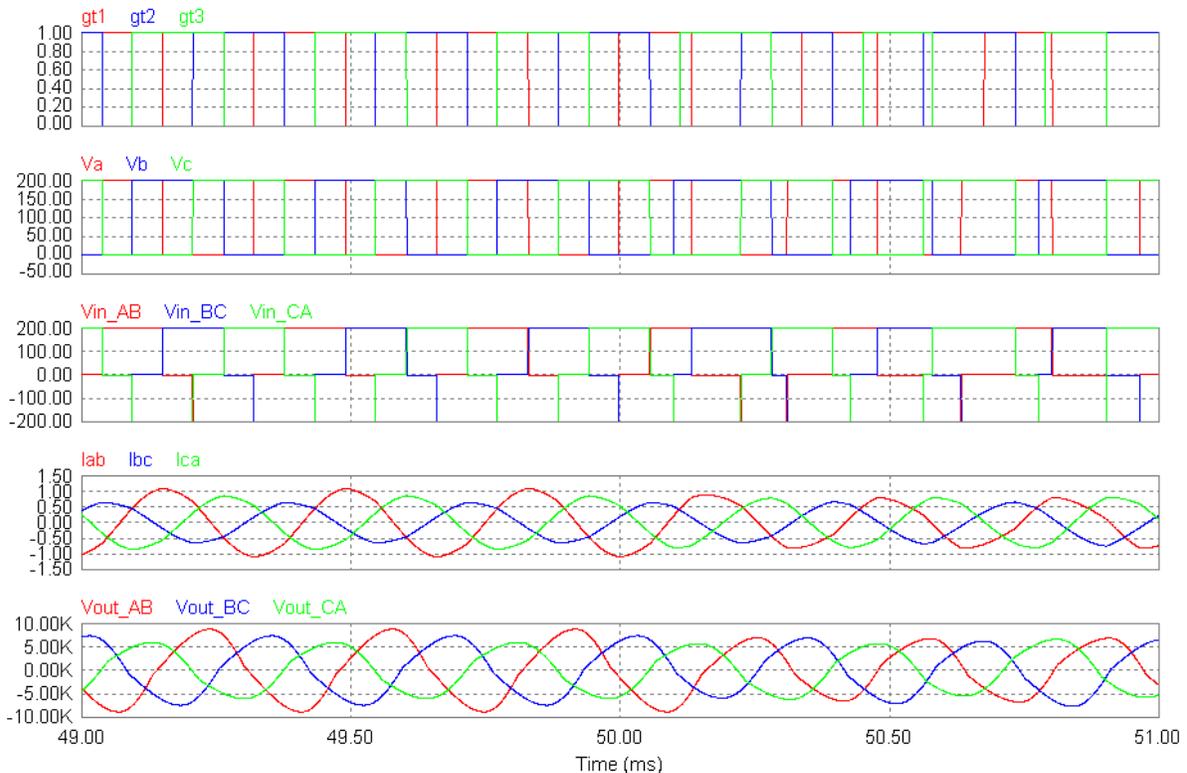


Figura 6.15 – Formas relacionadas ao limitador de corrente ajustado em 0,8 A.

## 6.4. Regulação da Potência por Densidade de Pulsos

Assim como no caso do conversor monofásico, a variação da potência e a conseqüente alteração na taxa de geração de ozônio são realizadas por meio da modulação por densidade de pulsos. No caso do conversor trifásico, as chaves nos ramos do inversor comutam normalmente até que se tenha aplicado todos os pulsos ativos do pacote PDM. Quando o número de pulsos ativos é atingido por um ramo, a chave inferior permanece ativada até completar o número de ciclos de tensão zero, chamado de período de livre ressonância. Sendo que o total de ciclos que compõem um ciclo PDM completo é dado pela soma dos ciclos ativos e ciclos de tensão zero. Como deve haver defasagem entre as tensões, uma das tensões de linha apresenta o primeiro

ciclo ativo mais largo que os demais. Isso não causa dificuldades pois, ao final dos ciclos ativos, este pulso mais largo aparece novamente com polaridade invertida.

Este efeito é mostrado na figura 6.16, que apresenta ainda, as tensões nos ramos do inversor ( $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$ ) e as correntes dentro do delta formado pela conexão dos transformadores. Sendo que o ciclo PDM completo é formado por 3 ciclos com chaveamento normal e mais 2 ciclos com tensão zero.

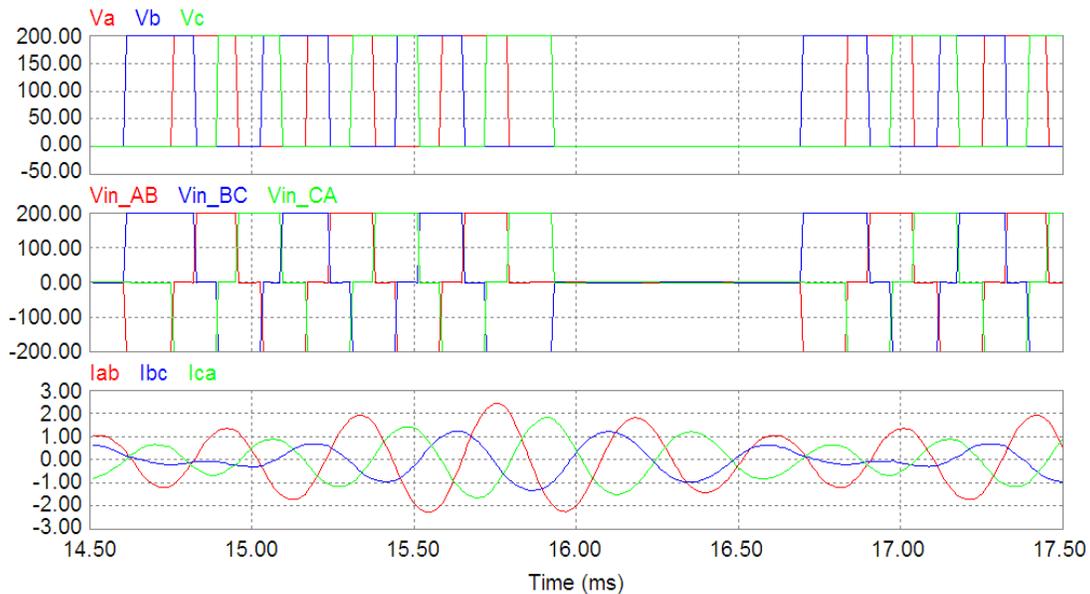


Figura 6.16 – Tensões nos ramos do inversor, tensões de linha e correntes de fase para densidade de pulsos 3/5.

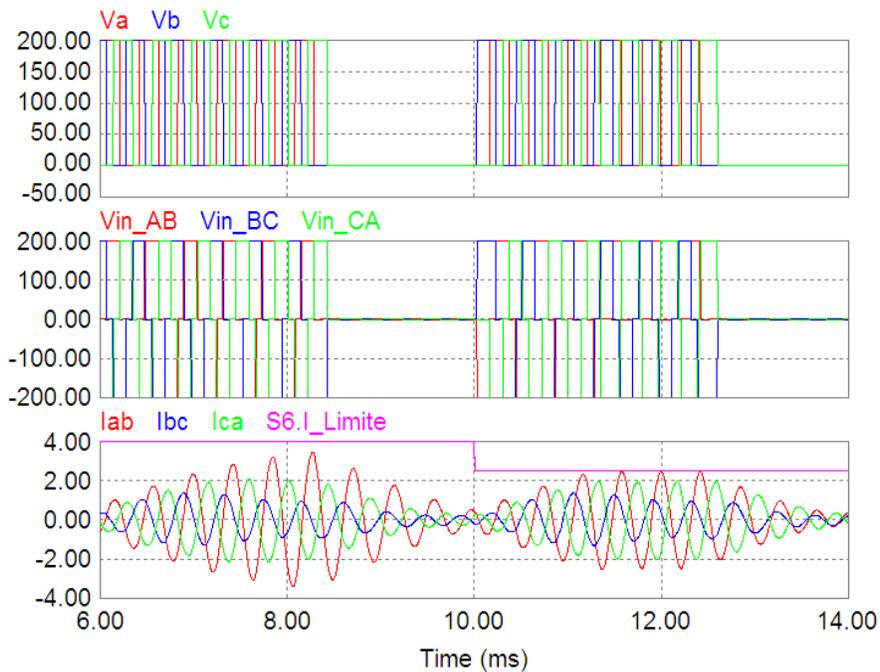


Figura 6.17 – Ciclo PDM com atuação do limitador de corrente.

Dependendo das características das cargas, podem haver sobrecorrentes no início do ciclo PDM, conforme se observa na figura 6.17. Estas sobrecorrentes são ainda mais significativas nas correntes de linha. Porém, estas sobrecorrentes podem ser atenuadas pela atuação do limitador de corrente, conforme pode ser verificado na figura, no tempo  $t > 10\text{ ms}$ , com o limite de corrente reajustado para  $2,5A$ .

## 6.5. Simulação do sistema

A figura 6.18 mostra o esquemático geral do sistema proposto. A parte de potência é composta pelo barramento CC, inversor trifásico, transformadores com primário conectado em delta e secundário conectado à célula geradora de ozônio. A figura mostra, ainda, a estrutura de controle utilizada. Sendo que, primeiramente, é realizado o cálculo das potências envolvidas para, posteriormente, realizar os testes para definir qual é o estado atual das potências, gerando o código que orienta a tomada da ação que leva à equalização das potências.

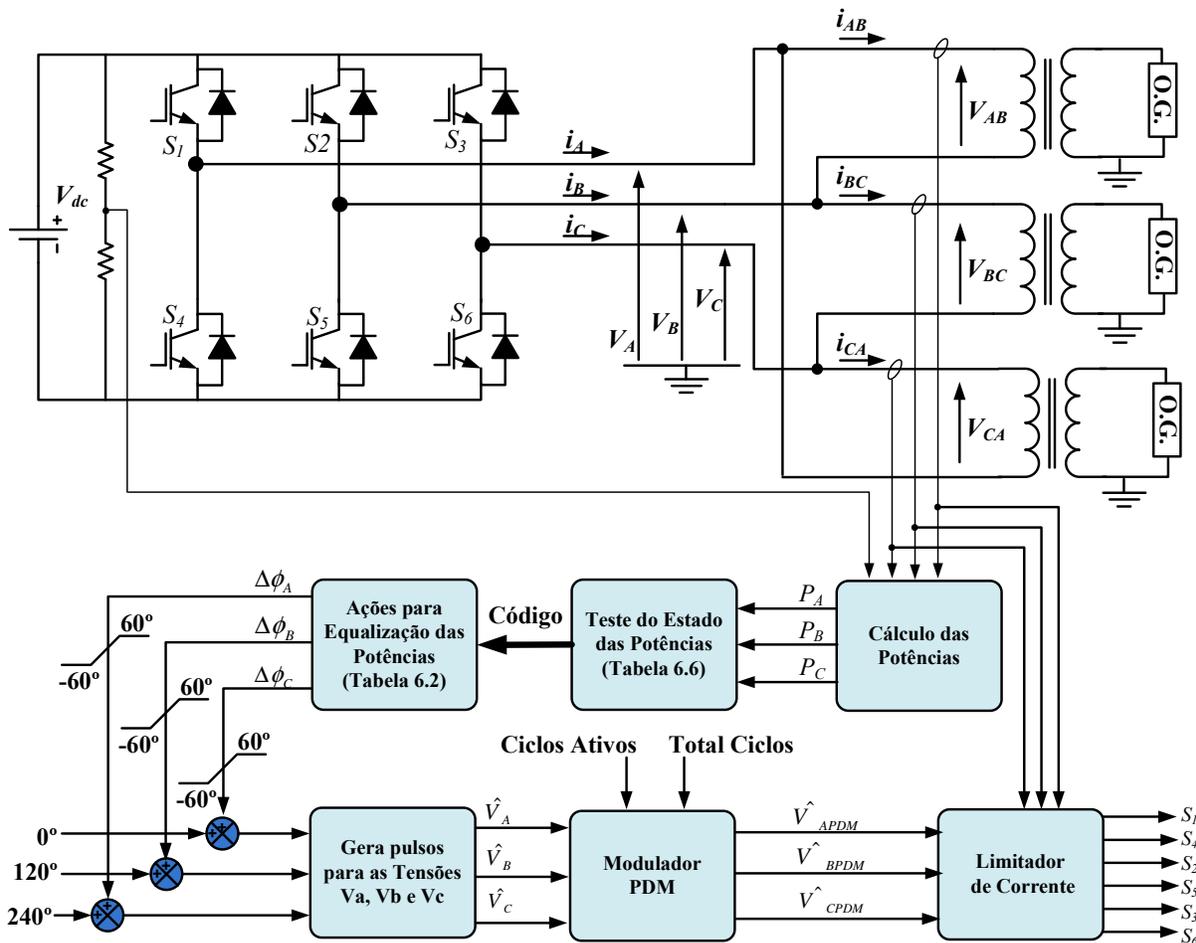


Figura 6.18 – Diagrama esquemático da estrutura de controle utilizada no conversor.

No bloco de *Ações* são gerados os incrementos nos ângulos, que devem ser menores que  $60^\circ$  e maiores que  $-60^\circ$ . Estes incrementos são somados aos ângulos que geram tensões equilibradas, tendo por objetivo desequilibrar tais tensões. Uma vez obtidas as defasagens que levam à equalização, é necessário gerar os pulsos de gatilho das chaves. Posteriormente realiza-se a modulação por densidade de pulsos. A última etapa consiste no limitador de corrente, que pode aplicar integralmente ou parcialmente os pulsos oriundos da modulação PDM, dependendo da amplitude das correntes de fase, dentro do delta.

Para testar o funcionamento integrado das técnicas apresentadas nas subseções anteriores, são realizadas simulações, utilizando os parâmetros da carga, isto é, parâmetros dos transformadores e células geradoras de ozônio, mostrados na tabela 6.8. A figura 6.19 ilustra a característica de impedância de cada um dos conjuntos de carga. Os parâmetros utilizados estão bastante próximos aos parâmetros reais da carga.

Tabela 6.8 – Parâmetros utilizados para simulação da figura 6.19)

| <i>Fase</i> | $R_s$         | $R_p$           | $L_{disp}$ | $L_{mag}$ | $C_{eq}$    | $F_s$     | $F_P$       |
|-------------|---------------|-----------------|------------|-----------|-------------|-----------|-------------|
| <i>A</i>    | $3.0\ \Omega$ | $40.7k\ \Omega$ | $27.0mH$   | $281\ mH$ | $210.3\ nF$ | $650\ Hz$ | $2,1\ kHz$  |
| <i>B</i>    | $3.0\ \Omega$ | $40.7k\ \Omega$ | $32.0mH$   | $312\ mH$ | $210.0\ nF$ | $621\ Hz$ | $1,94\ kHz$ |
| <i>C</i>    | $3.0\ \Omega$ | $40.7k\ \Omega$ | $30.9mH$   | $239\ mH$ | $210.0\ nF$ | $710\ Hz$ | $2,00\ kHz$ |

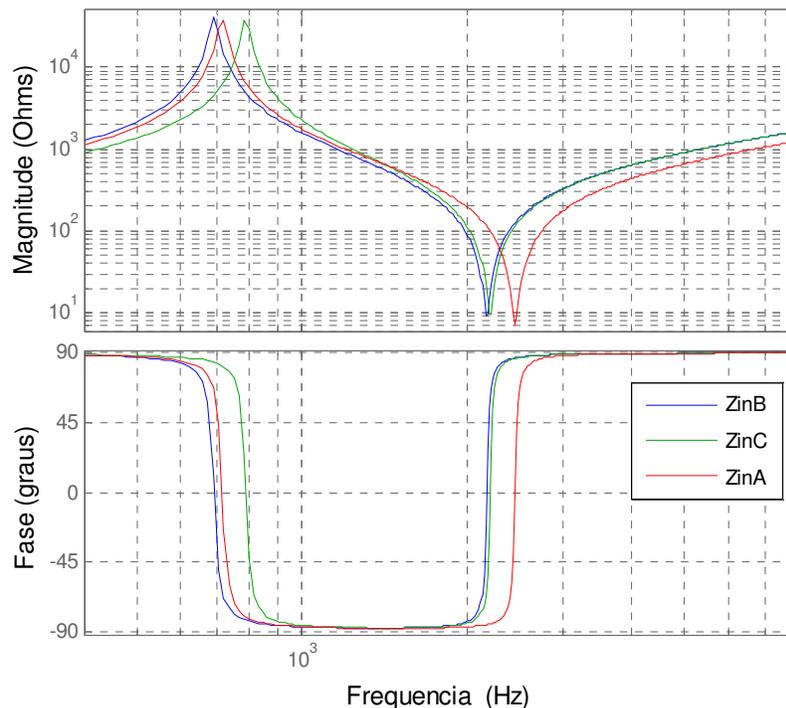


Figura 6.19 – Curva de impedância para os três conjuntos de carga.

As figuras 6.20 e 6.21 mostram alguns resultados obtidos pela simulação do sistema mostrado na figura 6.19, utilizando densidade de pulsos 4/8. Antes da atuação do algoritmo de equalização, as potências apresentavam os seguintes valores:  $P_A = 48\text{ W}$ ,  $P_B = 32\text{ W}$  e  $P_C = 34\text{ W}$ . Com a aplicação do algoritmo, a partir de  $t=50\text{ms}$ , as potências começam a convergir, devido à alteração nos ângulos das tensões em cada ramo do inversor. Ao final do processo de equalização, as potências atingem os seguintes valores:  $P_A = 36\text{ W}$ ,  $P_B = 34\text{ W}$  e  $P_C = 35\text{ W}$ .

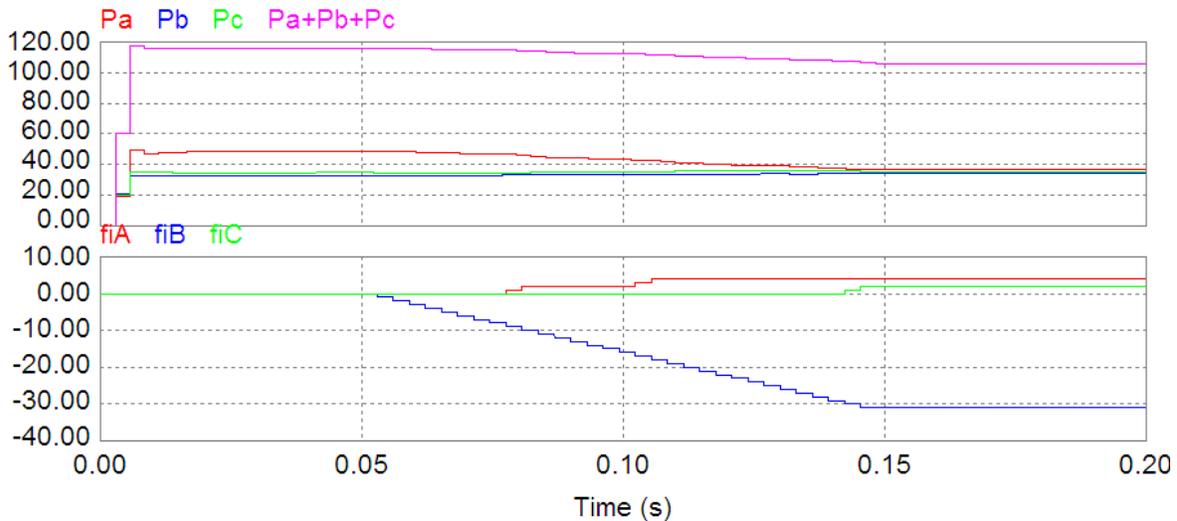


Figura 6.20 – Potências e incremento nos ângulos das tensões nos braços do inversor para densidade de pulso 4/8, durante a atuação do algoritmo de equalização.

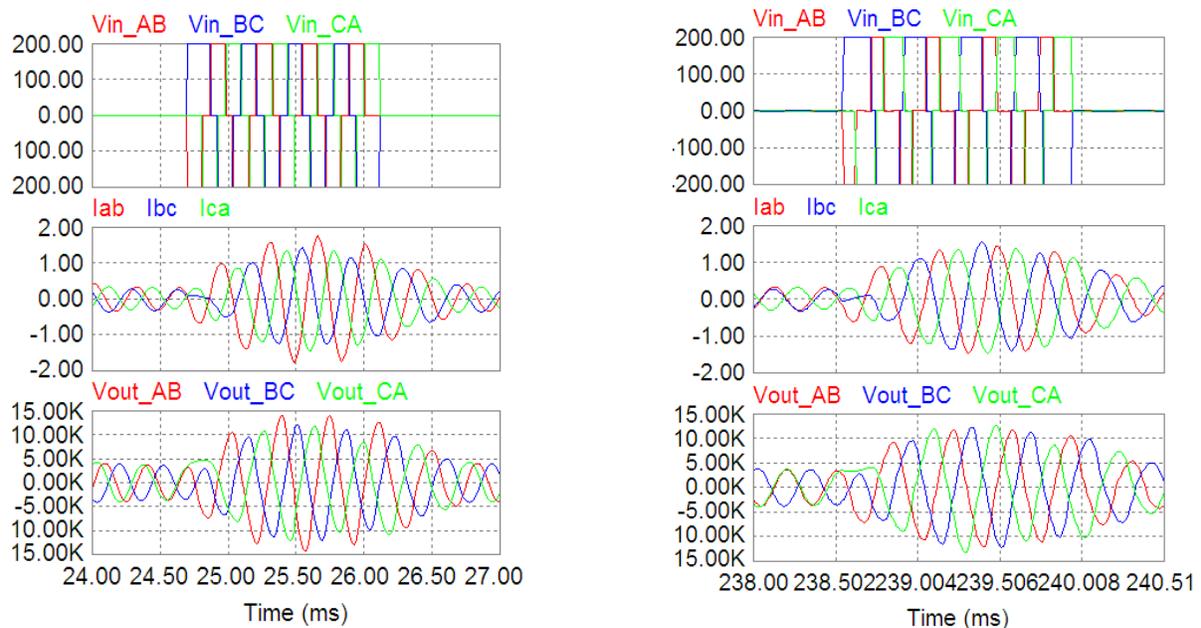


Figura 6.21 – Detalhes das tensões de linha, correntes de fase e tensões sobre a célula, sem limitador de corrente: a) antes da equalização; b) depois da equalização

O erro entre os valores das potências está abaixo de 5%, uma vez que este é o limite de erro assumido pelo algoritmo. As tensões de linha deixam de ser equilibradas, conforme se verifica na figura 6.21.b, uma vez que estas deixam de estar defasadas 120°. Os incrementos nos ângulos das tensões  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$ , ao final do processo equalização são os seguintes:  $\phi_A = 4^\circ$ ,  $\phi_B = -31^\circ$  e  $\phi_C = 2^\circ$ , fazendo com que os ângulos das tensões de linha se alterem para  $4^\circ$ ,  $89^\circ$  e  $242^\circ$ . Isto significa um leve aumento da tensão  $V_{CA}$ , aumento considerável da tensão  $V_{BC}$  e um decréscimo na tensão  $V_{AB}$ . Ainda analisando a figura 6.21, nota-se que, além da equalização das potências, houve também uma equalização das correntes de fase e das tensões sobre as células geradoras de ozônio.

A figura 6.22 mostra os resultados de simulação, para a mesma carga utilizada nas simulações anteriores, porém com densidade de pulsos unitária. Como houve um aumento na densidade de pulsos, a potência também aumenta, sendo que:  $P_A = 73\text{ W}$ ,  $P_B = 45\text{ W}$  e  $P_C = 56\text{ W}$ . Após a equalização, as potências são:  $P_A = 55\text{ W}$ ,  $P_B = 52\text{ W}$  e  $P_C = 54\text{ W}$ , dentro da faixa de erro. Os ângulos tiveram os seguintes acréscimos:  $\phi_A = 0^\circ$ ,  $\phi_B = -42^\circ$  e  $\phi_C = 5^\circ$ .

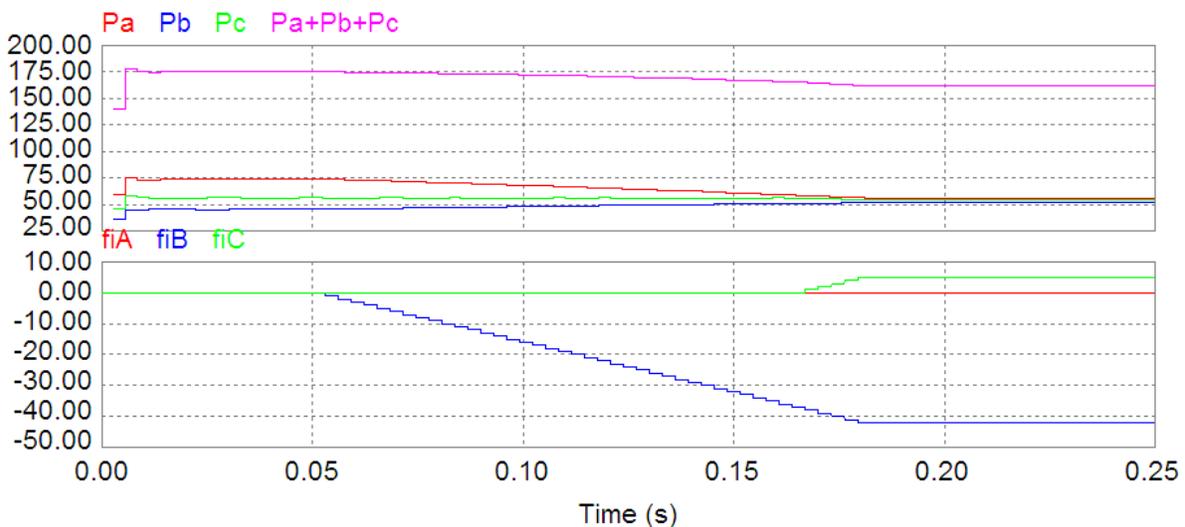


Figura 6.22 – Potências e incremento nos ângulos das tensões nos braços do inversor para densidade de pulso unitária, durante a atuação do algoritmo de equalização.

## 6.6. Resultados Experimentais

Com o objetivo de obter resultados experimentais para validar a estratégia de equalização das potências proposta, foi implementado em bancada o circuito da figura 6.18. Os

valores dos parâmetros dos transformadores e das células geradoras de ozônio utilizadas são os mesmos valores utilizados para a simulação, conforme tabela 6.8 e figura 6.19. Nos experimentos, a tensão  $CC$  é de aproximadamente 150 V. Na parte de potência, é utilizado o módulo inversor trifásico IRAMX16A, composto por seis IGBTs. Este módulo permite frequência de chaveamento de até 12 kHz, dependendo da temperatura de operação. Sendo que para esta aplicação, devido às características das cargas, a frequência de chaveamento é mantida abaixo de 3 kHz.

É utilizado um processador digital de sinais TMS320F28335 para a implementação dos algoritmos de controle, realizando também a amostragem dos sinais de tensão e corrente. Para diminuir a exigência de sensores e placas de condicionamento de sinais, é realizada a aquisição das três correntes de fase e da tensão  $CC$ . Como os sinais que controlam as tensões são gerados pelo próprio DSP, e estas tensões apresentam forma quase quadrada, estas não necessitam ser aquisitados. Entretanto, a amplitude destas tensões é igual à tensão  $CC$ .

O limitador de corrente trifásico é implementado por meio de três circuitos monofásicos, idênticos ao circuito mostrado na seção 5.7.2, seguindo a mesma implementação no DSP utilizada na seção 5.7.1.

A frequência de amostragem dos sinais de tensão e corrente é de 200 kHz. A frequência de chaveamento está na faixa de 2 a 3 kHz. Devido à dinâmica do sistema ser lenta, o algoritmo de equalização das potências é executado a uma frequência pelo menos 20 vezes menor que a frequência de chaveamento. Os gráficos e medidas das potências foram tomados utilizando o analisador de potência Yokogawa WT3000.

A figura 6.23.a mostra as potências trifásicas, para densidade de pulsos 4/8, antes da atuação do algoritmo de equalização. As potências apresentam diferenças de até 55%. Já na figura 6.23.b, onde se observa as potências após a equalização, a maior diferença entre as potências é de cerca de 5%. Verifica-se, desta forma, a eficácia da técnica de equalização. A figura 6.23.b mostra ainda, a dinâmica das potências durante o período de equalização. As descontinuidades, principalmente no início da operação do algoritmo, se devem à forte não-linearidade provocada pela atuação do limitador de corrente. As potências  $P_1$ ,  $P_2$  e  $P_3$  equivalem a  $P_A$ ,  $P_B$  e  $P_C$ , respectivamente.

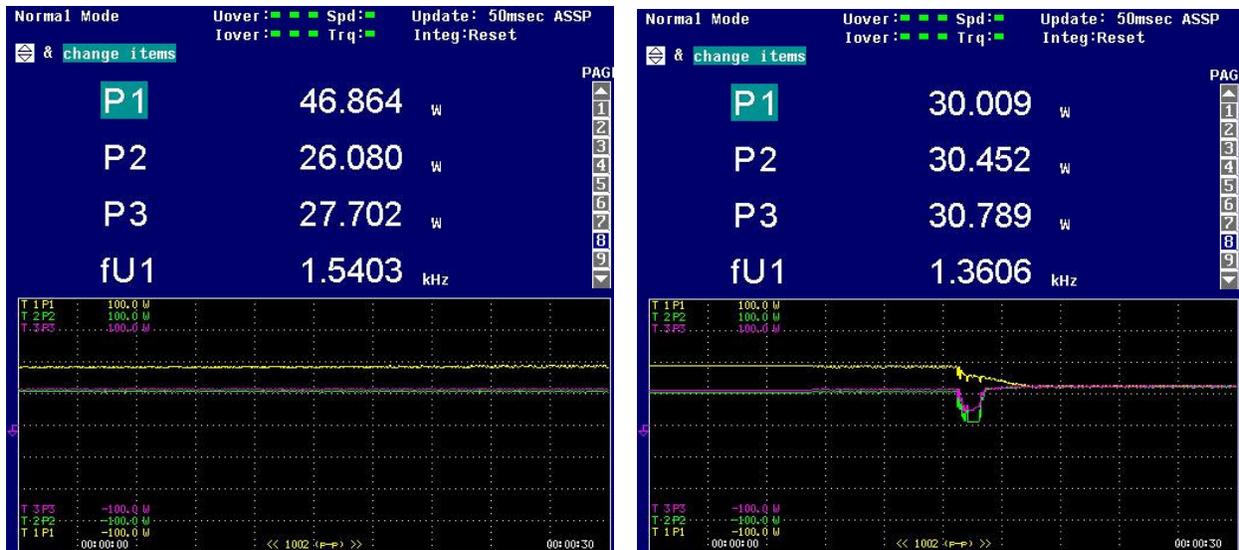


Figura. 6.23 – Potências na carga (densidade 4/8): a) antes da atuação do algoritmo de equalização; b) depois da atuação do algoritmo.

As figuras 6.24.a e 6.24.b mostram as tensões de linha e as correntes de fase antes e depois do processo de equalização mostrado na figura 6.23. Depois da equalização, a largura dos pulsos da tensão  $V_{AB}$  diminui, enquanto a largura dos pulsos de  $V_{BC}$  aumenta. A frequência de chaveamento é de  $2,94 \text{ kHz}$ , sendo que os valores de frequência mostrados nas figuras 6.23 e 6.25 não devem ser considerados, devido à atuação da modulação por densidade de pulso.

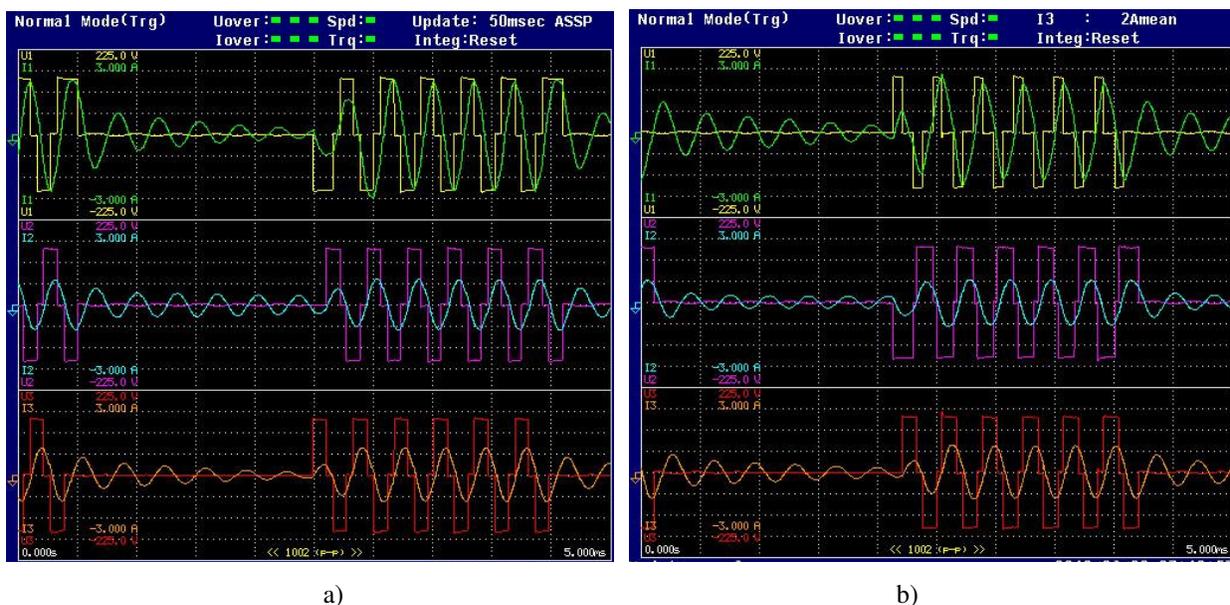


Figura 6.24 – Tensões de linha e correntes de fase (densidade 4/8): a) antes da atuação do algoritmo de equalização das potências; b) depois da atuação do algoritmo.

A figura 6.25 mostra a dinâmica do processo de equalização, com densidade de pulso unitária. Antes da equalização, as potências eram:  $P_A = 70\text{ W}$ ,  $P_B = 55\text{ W}$  e  $P_C = 54\text{ W}$ . Após a equalização, as três potências assumem valores de aproximadamente  $56\text{ W}$ . A frequência de chaveamento é de  $2,94\text{ kHz}$ .

Pode ser observado na figura 6.25 que não ocorreu a descontinuidade no início da operação de equalização, diferentemente do ocorrido na situação mostrada na figura 6.23. Porém, o limitador de corrente atuou ao final da equalização, produzindo o que pode ser visto como um ruído na figura abaixo.

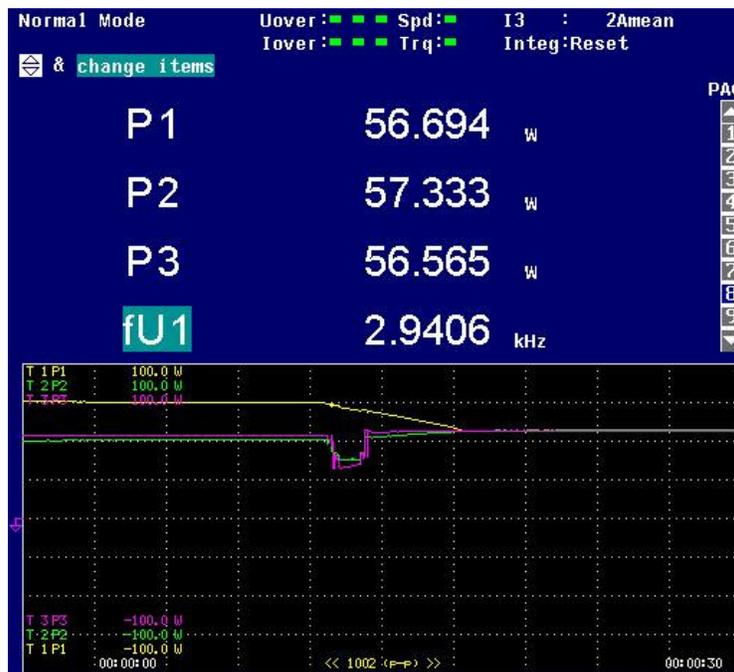


Figura 6.25 – Dinâmica das potências na carga (densidade unitária) durante o processo de equalização.

As figuras 6.26.a e 6.26.b mostram as tensões de linha e as correntes de fase antes e depois da equalização das potências, utilizando densidade de pulso unitária.

O efeito do limitador de corrente pode ser observado na figura 6.27, que mostra em detalhe as tensões de linha e correntes de fase durante o período de oscilação das potências, ao final do processo de equalização, conforme mostrado na figura 6.25. No protótipo de bancada, o limite de corrente está ajustado para  $3\text{ A}$ . Quando alguma das correntes exceder tal valor, os pulsos de gatilho serão retirados, colocando o ramo correspondente do inversor em estado de alta impedância, isto é, desligando as duas chaves.

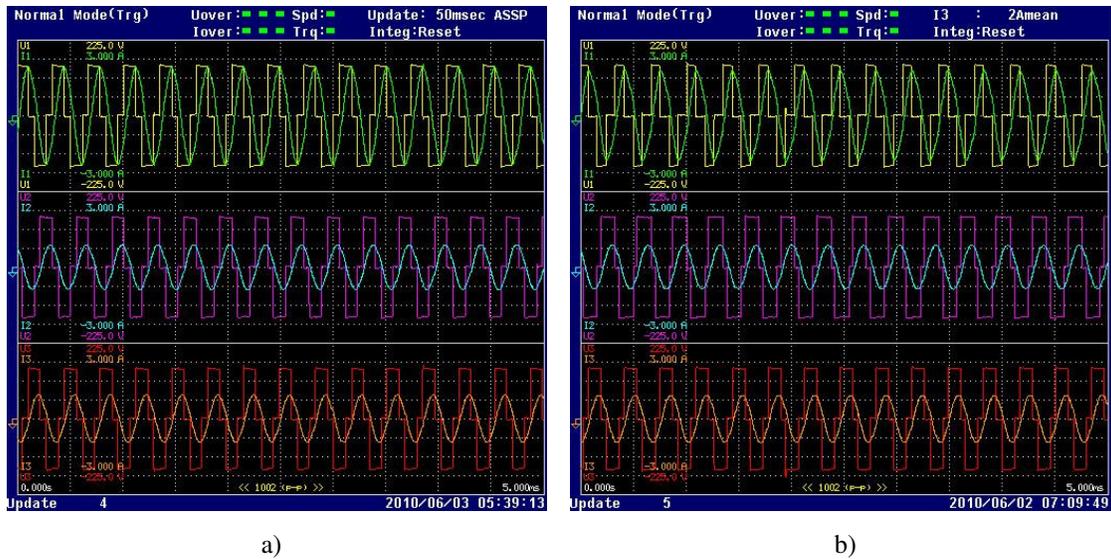


Figura 6.26– Tensões de linha e correntes de fase (densidade unitária): a) antes da atuação do algoritmo de equalização das potências; b) depois da atuação do algoritmo.

Nota-se que o limitador atuou, devido a um pico excessivo da corrente  $I_{AB}$ , que logo em seguida, pela retirada dos pulsos de tensão, voltou ao seu estado normal. Porém, as correntes  $I_{BC}$  e  $I_{CA}$  foram afetadas pela ação do limitador que atuou para limitar a corrente  $I_{AB}$ , causando um pulso mais largo no semi-ciclo positivo da tensão  $V_{BC}$  e um pulso mais estreito no semi-ciclo negativo da tensão  $V_{CA}$ . Estes acontecimentos contribuíram para a saturação dos transformados das fases CA e BC. Porém, as correntes mesmo mostrando efeitos de saturação não atingiram o limite para atuação do limitador, garantindo uma volta, lenta, ao estado original destas correntes.

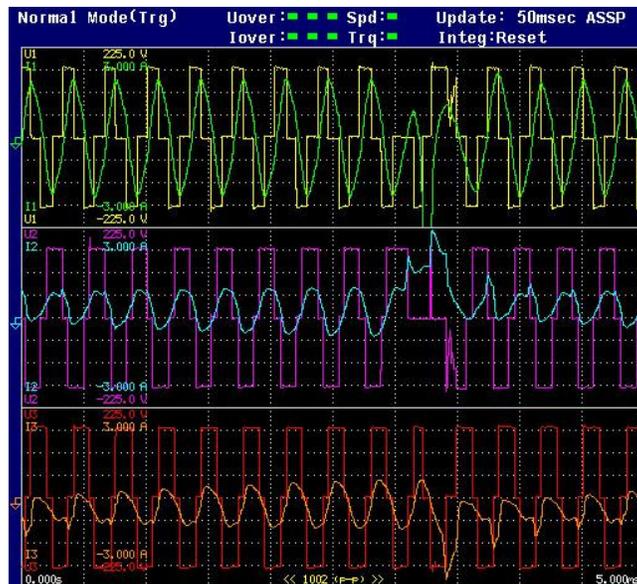


Figura. 6.27 – Tensões de linha e correntes de fase com transformador saturado.

Comparando a figura 6.23.b com a figura 6.20, e a figura 6.25 com a figura 6.22, nota-se que os resultados de simulação convergem para os resultados experimentais, desconsiderando as discontinuidades causadas pelo limitador de corrente. Isto mostra que as técnicas propostas são viáveis na prática, podendo ser utilizadas para potências maiores.

## **6.7. Conclusão**

A topologia trifásica abordada neste capítulo pode ser encarada como uma boa alternativa para aumentar a potência na célula geradora de ozônio e, conseqüentemente, aumentar a taxa de geração de ozônio. Entretanto, a discrepância dos valores dos parâmetros entre os transformadores e o envelhecimento da célula geradora de ozônio levam ao desequilíbrio da carga, provocando um desbalanço entre as potências, podendo sobrecarregar uma das fases, enquanto outras ficam subutilizadas, aumentando o estresse dos componentes presentes em tal fase, o que diminui a confiabilidade e o tempo de vida útil do sistema.

A técnica de controle das potências consegue distribuir uniformemente as potências nas três fases. A equalização é realizada por meio do desequilíbrio das tensões de linha aplicadas aos transformadores, que tem o primário conectado em delta. Conforme mostrado neste capítulo, tanto a técnica de equalização das potências, quanto a estratégia anti-saturação apresentaram resultados experimentais próximos aos resultados obtidos por simulação, validando as técnicas e suas respectivas implementações práticas. Apesar dos experimentos terem sido desenvolvidos para pequenas potências, as estratégias propostas devem ser válidas para potências maiores.

# Capítulo 7

## Conclusões

A geração de ozônio se dá a partir de descargas eletrostáticas de alta tensão, que dissociam as moléculas de  $O_2$ , resultando em dois átomos livres de oxigênio que se recombinam com as moléculas de  $O_2$ , formando uma molécula de ozônio,  $O_3$ . A alta tensão, necessária para iniciar a descarga eletrostática, é suprida por um transformador que, para ter seu tamanho e peso reduzidos, opera em alta frequência. A tensão de alta frequência é gerada por meio de um conversor que retifica a tensão alternada da rede e depois a inverte, na frequência desejada.

A célula ozonizadora, devido ao seu perfil construtivo, se comporta como uma carga capacitiva. O transformador de alta tensão e alta frequência apresenta uma indutância de dispersão considerável, devido à necessidade de um forte isolamento entre os enrolamentos de primário e secundário. Do acoplamento da célula ozonizadora com o transformador, resulta em uma ressonância paralela, entre a indutância de magnetização do transformador e a capacitância do sistema e uma ressonância série entre a indutância de dispersão e a capacitância do sistema. Para se obter a comutação suave das chaves de potência e alto ganho de tensão, é necessário operar o inversor em frequências pouco maiores que a frequência de ressonância série.

A regulação da quantidade de ozônio produzida pode ser realizada pela variação da frequência de operação do sistema, sendo que a mínima frequência de operação deve ser maior que a frequência de ressonância série, onde a potência suprida à carga é máxima. Aumentando a frequência de operação, a potência suprida vai diminuindo, portanto, também diminui a produção de ozônio. Já o método de regulação da potência por densidade de pulsos mantém a frequência de operação fixa, em algum valor um pouco maior que frequência da ressonância série. A potência entregue à carga é variada pelo número de pulsos de tensão aplicados ao transformador. Quanto maior o número de pulsos aplicados em um determinado período fixo de tempo, maior a densidade de pulsos e maior a potência. Quanto menor este número de pulsos, menor a potência.

O espectro das ondas moduladas por PDM assume diferentes distribuições quando se varia o ciclo de trabalho da onda portadora. Variações importantes ocorrem nas harmônicas da banda base e no nível médio. Sendo esta característica utilizada na compensação da tensão, para manter o nível médio nulo. A característica da curva que relaciona a potência com a densidade de pulso é bastante linear. Já a curva da regulação potência pela variação da frequência, apresenta um comportamento não linear.

O controle da saturação do transformador realiza-se por meio de um controle rápido da corrente instantânea e um controle que observa a corrente média e atua nos pulsos de tensão, de modo a levar tanto a tensão quanto a corrente média para zero. O controle de corrente impede a corrente de atingir valores que comprometeriam a operação segura do sistema, funcionando na prática como uma espécie de proteção. Já o controle da tensão média é mais lento e tem a função de manter o nível médio nulo, corrigindo um possível nível médio causado pela assimetria das chaves utilizadas na ponte inversora, que podem sintetizar pulsos positivos e negativos com duração ligeiramente diferentes. O controle de tensão corrige também o nível médio que venha a ser inserido pela ação do controle de corrente.

As formas de onda obtidas, tanto por simulação quanto por implementação prática, indicam que tanto o controle de corrente como o controle da tensão média operam de acordo com o esperado, aumentando o rendimento do conversor para baixas densidades de pulso e provendo pontos de operação seguros. Possivelmente, o tempo de vida do sistema também aumenta, uma vez que tende a sofrer menos desgastes se correntes controladas e limitadas circularem pelos circuitos.

O conversor trifásico, utilizado para aumentar a potência e, conseqüentemente, a produção de ozônio, gera tensões trifásicas desequilibradas, no intuito de compensar os desbalanços da carga, gerados pelo envelhecimento da célula e pela discrepância entre os valores dos parâmetros dos transformadores. A estratégia de controle baseou-se na alteração da potência de cada fase do conversor, desequilibrando as tensões de linha aplicadas aos transformadores, igualando o valor das três potências.

O algoritmo de equalização das potências proposto realiza testes nas potências a fim de determinar o estado destas, isto é, determinar qual a maior e a menor potência. Para cada estado de potência há uma ação correspondente, que leva à equalização das potências.

Em trabalhos futuros, pode-se estudar a possibilidade de aumentar a produção de ozônio utilizando um conversor polifásico com mais de três fases. Podendo ainda estudar a possibilidade de

otimização do algoritmo de equalização das potências, a fim de eliminar a restrição no avanço ou atraso dos ângulos. Uma proposta interessante seria a implementação deste algoritmo, baseado em regras, utilizando lógica fuzzy ou mesmo redes neurais artificiais.

Outro ponto interessante a ser pensando para trabalhos futuros é a possibilidade de realizar a medição da produção de ozônio, a fim de realimentar o modulador PDM, tornando o sistema de produção de ozônio mais eficiente e preciso. Para isto, seria necessária a identificação e instalação de um sensor, para detectar a taxa de geração de ozônio.

Existe também a possibilidade de realizar estudos sobre a estrutura física da célula geradora de ozônio, abordando em detalhe os fenômenos físicos envolvidos, visando uma otimização da célula para aumentar a produção de ozônio e também sua durabilidade

## Anexo A – Código Fonte do Programa Implementado no DSP

Os arquivos de código fonte listados a seguir foram escritos para o DSP TMS320F28335 fabricado pela Texas Instruments. Os arquivos não listados são arquivos básicos, providos pela fabricante do processador.

### Controlador PI

```
/**
 *   J_PI.h
 *   Controlador Proporcional Integral - PI
 *   Desenvolvido por Jakson Bonaldo
 *   Campinas - SP   13/08/2009
 */
#include "DSP2833x_Device.h" // Headerfile Include File
#include "DSP2833x_Examples.h" // Examples Include File

#define PI_CONFIG { PI_Calcular, PI_Inicializar, 0, 0, 0, 0, 0, 0.9, 0, 0, 0, 0 }

struct _PI {
    float (*Calcular)(struct _PI *);
    void (*Inicializar)(struct _PI *);
    float ref;
    float Kp;
    float Ki;
    float T_amostragem;
    float Ti;
    float limite;
    float Up;
    float Ui;
    float in;
    Uint16 Habilitar;
};
struct _Pi3Fases {
    void (*Inicializar)(struct _Pi3Fases *);
    struct _PI FaseA;
    struct _PI FaseB;
    struct _PI FaseC;
};
/**
 *   J_PI.c
 *
 *   Controlador Proporcional Integral - PI
 *   Desenvolvido por Jakson Bonaldo
 *   Campinas - SP   13/08/2009
 */

#include "J_PI.h"

#pragma CODE_SECTION(PI_Calcular, "ramfuncs");
```

```

float PI_Calcular(struct _PI *pi)
{
    float tmp = 0;
    float erro;

    if(pi->Habilitar)
    {
        erro = pi->ref - pi->in;
        pi->Up = pi->Kp * erro;
        pi->Ui = pi->Ui + pi->Ki * erro;
        if(pi->Ui > pi->limite)
            pi->Ui = pi->limite;
        if(pi->Ui < -pi->limite)
            pi->Ui = -pi->limite;
        tmp = pi->Up + pi->Ui;
        if(tmp > pi->limite)
            tmp = pi->limite;
        if(tmp < -pi->limite)
            tmp = -pi->limite;
    }
    return (tmp);
}

void PI_Inicializar(struct _PI *pi)
{
    pi->limite = 888;
    if(! pi->Ki)
        pi->Ki = pi->Ti * pi->T_amostragem / pi->Kp;

    if(! pi->Ti)
        pi->Ti = pi->Ti * pi->Kp / pi->T_amostragem;
}

void PI_Inicializar_Estrutura(struct _Pi3Fases *estrutura)
{
    struct _PI a = PI_CONFIG;
    struct _PI b = PI_CONFIG;
    struct _PI c = PI_CONFIG;
    estrutura->FaseA = a;
    estrutura->FaseB = b;
    estrutura->FaseC = c;
}

struct _Pi3Fases PiCorrente = {PI_Inicializar_Estrutura, 0,0,0};
struct _Pi3Fases PiPotencia = {PI_Inicializar_Estrutura, 0,0,0};

```

## Aquisição e média das potências

```
/**
 *   J_Potencia.h
 *
 *   Controlador Proporcional Integral - PI
 *   Desenvolvido por Jakson Bonaldo
 *   Campinas - SP   20/10/2009
 */

#include "DSP2833x_Device.h" // Headerfile Include File
#include "DSP2833x_Examples.h" // Examples Include File
#include "stdlib.h"

#define POT_N_AMOSTRAS          100
#define RMS_CONFIG { Pot_Calcular, Pot_Inicializar, Pot_Media, POT_N_AMOSTRAS, 0.01, 0, 0, 0,
0, 0, 0, 0, 0}

struct _potencia
{
    float (*Calcular)(struct _potencia *);
    void (*Inicializar)(struct _potencia *);
    float (*Media)(struct _potencia *); //Nao é a média da potencia ativa em W
    Uint16 NAmostras;
    float inv_n;
    Uint16 i;
    Uint16 j;
    float aux;
    float corrente;
    float out;
    float out_media;
    char fase;
    float *buffer;
};

struct _potencia3fases {
    void (*Inicializar)(struct _potencia3fases *);
    struct _potencia FaseA;
    struct _potencia FaseB;
    struct _potencia FaseC;
    int estadoVAB;
    int estadoVBC;
    int estadoVCA;
    float tensaoCC;
};
```

```

/**
 *   J_Potencia.c
 *
 *   Controlador Proporcional Integral - PI
 *   Desenvolvido por Jakson Bonaldo
 *   Campinas - SP   20/10/2009
 */

#include "J_Potencia.h"
#include "math.h"

void Pot_Inicializar_Estrutura(struct _potencia3fases *pot);

struct _potencia3fases Potencia = {Pot_Inicializar_Estrutura, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0} ;

#pragma CODE_SECTION(Pot_Calcular, "ramfuncs");
float Pot_Calcular(struct _potencia *pot)
{
    float temp;
    float tensao;

    if(pot->fase == 'A') {
        tensao = Potencia.tensaoCC * Potencia.estadoVAB;
        temp = (float) pot->corrente * tensao ;
    }

    if(pot->fase == 'B') {
        tensao = Potencia.tensaoCC * Potencia.estadoVBC;
        temp = pot->corrente * tensao ;
    }

    if(pot->fase == 'C') {
        tensao = Potencia.tensaoCC * Potencia.estadoVCA;
        temp = pot->corrente * tensao ;
    }

    pot->j++;
    pot->aux += (float) temp ; //utilizados no calculo
    pot->out = temp;

    return (temp);
}

void Pot_Inicializar(struct _potencia *pot)
{
    Uint16 i;

    pot->buffer = (float *) malloc(pot->NAmostras*sizeof(float));
    for(i=0; i < pot->NAmostras; i++)
        pot->buffer[i] = (float) 0;
}

#pragma CODE_SECTION(Pot_Media, "ramfuncs");
float Pot_Media(struct _potencia *pot)
{

```

```
    pot->out_media = fabs( pot->aux / pot->j);
    pot->aux = 0;
    pot->j = 0;

    return pot->out_media;
}

void Pot_Inicializar_Estrutura(struct _potencia3fases *pot)
{
    struct _potencia a = RMS_CONFIG;
    struct _potencia b = RMS_CONFIG ;
    struct _potencia c = RMS_CONFIG;

    pot->FaseA = b;
    pot->FaseB = a;
    pot->FaseC = c;
}
```

## Rotinas da Modulação por Densidade de Pulso e interface com usuário

```
/**
 * Rotinas_PDM.c
 * Jakson P. Bonaldo
 * 20/05/2009
 * Rotinas utilizadas no PDM
 */

#include "Jakson_BibliotecasJakson_Prototipos_Funcoes.h"

void Seta_Duty(float duty, volatile struct EPWM_REGS *EPwm);
void Seta_Fase(float fase, volatile struct EPWM_REGS *EPwm);
void Aumenta_Pulsos_Ativos();
void Diminui_Pulsos_Ativos();
void Aumenta_Frequencia();
void Diminui_Frequencia();
void Aumenta_Largura_Pulso();
void Diminui_Largura_Pulso();

volatile struct GPBDAT_BITS *portB = &GpioDataRegs.GPBDAT.bit; //atalho para acessar a porta B
volatile struct GPADAT_BITS *portA = &GpioDataRegs.GPADAT.bit; //atalho para acessar a porta A

Uint16 total_ciclos = 12; //No de cilcos da chave para 1 ciclo PDM
Uint16 ciclos_ativos = 12; //No de ciclos ativos;
Uint16 contador_ciclos = 0; //Conta quantos ciclos (de chave) jah se passaram
Uint16 Funcao = 1; //Funcao==0 -> Altera PDM
Uint16 Periodo_Min = 0; //Máxima Freq de operacao
Uint16 Periodo_Max = PER_PWM*3; //Mínima freq de oper (garante operacao segura)
Uint16 Flag = 1;
float Duty_A = 0.5;
float temp = 0;
Uint16 PeriodoPWM = PER_PWM;
float Aplica_Degrau = 0.2;

void Interface_Usuario()
{
    Uint32 i;
    i = 0;

    if(portB->GPIO58) {
        Aplica_Degrau = 0;
        //ortB->GPIO34 = 1;
        Funcao++;
        if (Funcao>2)
            Funcao = 0;
        for(i=0;i<600000;i++);
    }

    if(Funcao==0) {
        portA->GPIO31 = 1;
        portB->GPIO34 = 0;
    };
};
```

```

if(Funcao==1) {
    portA->GPIO31 = 0;
    portB->GPIO34 = 1;
};

if(Funcao==2) {
    portA->GPIO31 = 1;
    portB->GPIO34 = 1;
};

if( portB->GPIO60 ) {
    if( Funcao==0 ) {
        Aumenta_Pulsos_Ativos();
        //for(i=0;i<300000;i++);
    }
    if( Funcao==1 )
        Aumenta_Frequencia();
    if( Funcao==2 )
        Flag_contr_pot = 1;           //Habilita controle da potência.
}

if( portB->GPIO62 ) {
    if( Funcao==0 ) {
        Diminui_Pulsos_Ativos();
        for(i=0;i<300000;i++);
    }
    if( Funcao==1 )
        Diminui_Frequencia();
}

for(i=0;i<100000;i++);
}

void Aumenta_Pulsos_Ativos()
{
    if( ciclos_ativos < total_ciclos)
        ciclos_ativos++;
}

void Diminui_Pulsos_Ativos()
{
    if( ciclos_ativos > 0)
        ciclos_ativos--;
}

void Aumenta_Frequencia()
{
    //Executa se frequencia < frequencia máxima de operacao
    if(EPwm1Regs.TBPRD > Periodo_Min) {
        PeriodoPWM = EPwm1Regs.TBPRD - 9; // Decrementa o reg do Periodo
        EPwm1Regs.TBPRD = PeriodoPWM;
        EPwm2Regs.TBPRD = PeriodoPWM;
        EPwm3Regs.TBPRD = PeriodoPWM;
        EPwm4Regs.TBPRD = PeriodoPWM;

        Duty_A = 0.5;           //Qdo a freq muda o duty fica em 50%
    }
}

```

```

        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm1Regs);           //seta o duty (CPMA) com alta resolucao
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm2Regs);
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm3Regs);
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm4Regs);

        PiCorrente.FaseA.T_amostragem           = (float)EPwm1Regs.TBPRD/25000000;
//EPwm4Regs/(Sclkout/1/4)
        PiCorrente.FaseB.T_amostragem           = (float)EPwm1Regs.TBPRD/25000000;
//EPwm4Regs/(Sclkout/1/4)
        PiCorrente.FaseC.T_amostragem           = (float)EPwm1Regs.TBPRD/25000000;
//EPwm4Regs/(Sclkout/1/4)
    }
}

void Diminui_Frequencia()
{
    //Executa se frequencia > frequencia minima de operacao
    if(EPwm1Regs.TBPRD < Período_Max) {
        PeríodoPWM = EPwm1Regs.TBPRD + 9; // Decrementa o reg do Período
        EPwm1Regs.TBPRD = PeríodoPWM;
        EPwm2Regs.TBPRD = PeríodoPWM;
        EPwm3Regs.TBPRD = PeríodoPWM;
        EPwm4Regs.TBPRD = PeríodoPWM;

        Duty_A = 0.5;                               //Qdo a freq muda o duty fica em 50%
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm1Regs);             //seta o duty (CPMA) com alta resolucao
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm2Regs);
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm3Regs);
        Seta_Duty(Duty_A, &EPwm4Regs);

        PiCorrente.FaseA.T_amostragem           = (float)EPwm1Regs.TBPRD/25000000;
//EPwm4Regs/(Sclkout/1/4)
        PiCorrente.FaseB.T_amostragem           = (float)EPwm1Regs.TBPRD/25000000;
//EPwm4Regs/(Sclkout/1/4)
        PiCorrente.FaseC.T_amostragem           = (float)EPwm1Regs.TBPRD/25000000;
//EPwm4Regs/(Sclkout/1/4)
    }
}

void Seta_Duty(float duty, volatile struct EPWM_REGS *EPwm)
{
    float temp;

    temp = EPwm->TBPRD*duty;
    EPwm->CMPA.half.CMPA = (Uint16) temp;
}

void Seta_Fase(float fase, volatile struct EPWM_REGS *EPwm)
{
    float temp;

    temp = EPwm->TBPRD * fase;
    EPwm->TBPHS.half.TBPHS = (Uint16) temp;
}

```

```

void Inicializacao()
{
    Filtro.Inicializar(&Filtro);
    Filtro.FaseA.Inicializar(&Filtro.FaseA);
    Filtro.FaseB.Inicializar(&Filtro.FaseB);
    Filtro.FaseC.Inicializar(&Filtro.FaseC);

    Potencia.Inicializar(&Potencia);
    Potencia.FaseA.fase = 'A';
    Potencia.FaseB.fase = 'B';
    Potencia.FaseC.fase = 'C';
    Potencia.FaseA.Inicializar(&Potencia.FaseA);
    Potencia.FaseB.Inicializar(&Potencia.FaseB);
    Potencia.FaseC.Inicializar(&Potencia.FaseC);

    PiCorrente.FaseA.T_amostragem = (float)PER_AMOSTRAGEM/100000000;
//PER_PWM/(sysClkout/1/1)
    PiCorrente.FaseA.Ti = 0.04;
    PiCorrente.FaseA.Kp = 0.2;
    PiCorrente.FaseA.Ki
(PiCorrente.FaseA.Kp/PiCorrente.FaseA.Ti)*PiCorrente.FaseA.T_amostragem;
}
=

```

## Rotinas de Equalização das Potências

```
/**
 * J_EqPowerTabela.c
 *
 */
#include "Jakson_Prototipos_Funcoes.h"

void VerificaCondicoes(float Pa, float Pb, float Pc);
void Acoes();

/*
float FaseA = 0;           //0 graus
float FaseB = 2 * PER_PWM/3; //120 graus (ou 240)
float FaseC = PER_PWM/3;   //120 graus
*/

#define LIMITE          PER_PWM/6 - 100
#define EQ60GRAUS      PER_PWM/6          //Equiavale a 60 graus

Uint16 testet = LIMITE;

Uint16 Flag_contr_pot = 0;

struct _bit_condicoes {
    Uint16 c1 : 1;
    Uint16 c2 : 1;
    Uint16 c3 : 1;
    Uint16 c4 : 1;
    Uint16 c5 : 1;
    Uint16 c6 : 1;
};
union _condicoes {
    struct _bit_condicoes bit;
    Uint16 word;
};
union _condicoes Condicoes;

enum {FaseA, FaseB, FaseC};
float Contador = 0, SubContador = 0;
//Uint16 Defasagem[] = {PER_PWM, PER_PWM/2, PER_PWM*2/3};
Uint16 Defasagem[] = {EQ60GRAUS, (Uint16)EQ60GRAUS*3, (Uint16)EQ60GRAUS*5};
int Angulos[] = {0, 0, 0}; //Nao sao angulos, mas sim TICKS dos contadores dos timers.
float erro = 1.01; //Faixa de aproximacao, para que as potencias sejam iguais
//Uma pot é igual a outra se a diferenca entre elas for menor q 10% do valor da maior
float Pa=0, Pb=0, Pc=0;

void Controle_Potencias()
{
    static count = 0;
    Uint16 i;

    Pa += Potencia.FaseA.out_media * 1.15;
```

```

Pb += Potencia.FaseB.out_media;
Pc += Potencia.FaseC.out_media;

count++;
if(count >= 5);
{
    Pa /= 5; //Cálcula mais uma média da potência (média da média)
    Pb /= 5;
    Pc /= 5;

    if( Flag_contr_pot)
    {
        Condicoes.word = 0;
        VerificaCondicoes(Pa, Pb, Pc);    //Parametros: Pa, Pb, Pc
        Acoes();

        EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = Defasagem[FaseA] + Angulos[FaseA];
        EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = Defasagem[FaseB] + Angulos[FaseB];
        EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = Defasagem[FaseC] + Angulos[FaseC];

    }
    count = 0;
    Pa = 0;
    Pb = 0;
    Pc = 0;
}
}

```

```

void VerificaCondicoes(float Pa, float Pb, float Pc)

```

```

{
    if(Pa > Pb*erro)
        Condicoes.bit.c6 = 1;
    if(Pb > Pc*erro)
        Condicoes.bit.c5 = 1;
    if(Pc > Pa*erro)
        Condicoes.bit.c4 = 1;
    if(Pb > Pa*erro)
        Condicoes.bit.c3 = 1;
    if(Pc > Pb*erro)
        Condicoes.bit.c2 = 1;
    if(Pa > Pc*erro)
        Condicoes.bit.c1 = 1;
}

```

```

void Acoes()

```

```

{
    switch(Condicoes.word)
    {
        case 49: //Ação 1
            Angulos[FaseA]++;
            break;

        case 35: //Ação 2
            Angulos[FaseB]--;
            break;
    }
}

```

```

case 33: //Ação 3
    Angulos[FaseA]++;
    Angulos[FaseB]--;
    break;

case 28: //Ação 4
    Angulos[FaseB]++;
    break;

case 21: //Ação 5
    Angulos[FaseC]--;
    break;

case 20: //Ação 6
    Angulos[FaseB]++;
    Angulos[FaseC]--;
    break;

case 42: //Ação 7
    Angulos[FaseC]++;
    break;

case 14: //Ação 8
    Angulos[FaseA]--;
    break;

case 10: //Ação 9
    Angulos[FaseC]++;
    Angulos[FaseA]--;
    break;

case 17: //Ação 10
    Angulos[FaseA]++;
    Angulos[FaseC]--;
    break;

case 12: //Ação 11
    Angulos[FaseB]++;
    Angulos[FaseA]--;
    break;

case 34: //Ação 12
    Angulos[FaseC]++;
    Angulos[FaseB]--;
    break;
default: break;

```

```

}

```

```

if(Angulos[FaseA] > LIMITE) Angulos[FaseA] = LIMITE;
if(Angulos[FaseB] > LIMITE) Angulos[FaseB] = LIMITE;
if(Angulos[FaseC] > LIMITE) Angulos[FaseC] = LIMITE;

```

```

if(Angulos[FaseA] < -LIMITE) Angulos[FaseA] = -LIMITE;
if(Angulos[FaseB] < -LIMITE) Angulos[FaseB] = -LIMITE;
if(Angulos[FaseC] < -LIMITE) Angulos[FaseC] = -LIMITE;

```

```

}

```

## Inicialização do DSP, interrupções e fluxo principal do programa

```
/**
 *   Ozonizador_3Fasico.c
 *   Arquivo principal, gerência do conversor.
 *   Desenvolvido por Jakson Bonaldo
 *   Campinas - SP   12/04/2009
 */

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile
#include "Rotinas_PDM.h"

void Configura_EPwm1(void);
void Configura_EPwm2(void);
void Configura_EPwm3(void);
void Configura_EPwm4();
void Configura_EPwm5();
void Configura_EPwm6();
interrupt void epwm1_isr(void);
interrupt void epwm2_isr(void);
interrupt void epwm3_isr(void);
interrupt void epwm4_isr(void);
interrupt void adc_isr(void);
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
void Configura_ADC();
void Configura_GPIO();
void Ajusta_OffSet();

#define EPWMx_DB 30 // Valor da DeadBand
#define Vmax 190.0
#define Imax 3.0
#define Vbase 1
#define FILTRO_TAM 500

//Variáveis p/ detecção da região de operação (Ind ou Cap)
float IChaveamento[] = {0, 0, 0};
Uint16 IndiceSomaCorrente[] = {0, 0, 0};
//Fim

//extern Uint16 PER_PWM; //Fclk/freq_pulsos_pdm
extern Uint16 contador_ciclos;
extern Uint16 total_ciclos;
extern Uint16 ciclos_ativos;

Uint32 ad1 = 0, teste = 0;
Uint16 i;
float medidas[6];
float X[FILTRO_TAM];
float Variavel = 0, Valor_Medio = 0;
float Imedia = 0;
Uint16 Nsize = 10;
float corrente_pu = 0;
float Const_ADC_Tensao = (float)2*Vmax/4096;
float Const_ADC_Corrente = (float)2*Imax/4096;
float Const_DAC = (float)1/Vmax; //Mudanca de base
float K_Sensor = 0.54;
```

```

int ADC_OffSet[4] = {0, 0, 0, 0};
float temp1 = 0;

float c_temp1, c_temp2;
extern float Aplica_Degrau; //auxilia na obtencao da Resposta ao degrau

Uint16 ii = 0;

void main(void)
{
    InitSysCtrl();

    InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm3Gpio();
    InitEPwm4Gpio();
    InitEPwm5Gpio();
    InitEPwm6Gpio();
    DINT; // Disable CPU interrupts
    InitPieCtrl();
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable();
//Re-mapeando as interrupcoes utilizadas
    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;
    PieVectTable.EPWM2_INT = &epwm2_isr;
    PieVectTable.EPWM3_INT = &epwm3_isr;
    PieVectTable.EPWM4_INT = &epwm4_isr;
    PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;

    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;

    EDIS;

        Inicializacao();

    InitAdc();
    Ajusta_OffSet();
    Configura_ADC();
    Configura_EPwm1(); //FaseA
    Configura_EPwm2(); //FaseB
    Configura_EPwm3(); //FaseC
    Configura_EPwm4(); //Gera Freq de amostragem (dispara o A/D)
    Configura_EPwm5(); //DAC
    Configura_EPwm6(); //DAC
    Configura_GPIO();

    InitCpuTimers(); //Timer q gera a taxa de amostragem
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, 2); //Timer0, 100MHz, periodo=80us
    CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit = 0

```

```

CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIE = 1; // 0 = Disable/ 1 = Enable Timer Interrupt

EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;

// Enable CPU INT3 which is connected to EPWM1-3 INT:
IER |= M_INT3; // Habilita int para o grupo 3 (ePWM)
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1; // Enable ADCINT in PIE

PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; //Habilita interrupcao PWM1; Grupo3, INTx.1
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1; //Habilita interrupcao PWM2; Grupo3, INTx.2
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx3 = 1; //Habilita interrupcao PWM3; Grupo3, INTx.3
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx4 = 1; //Habilita interrupcao PWM4; Grupo3, INTx.4

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; // Enable (TMR0) PIE Group 1 INTx.7

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

Seta_Duty(0.5, &EPwm2Regs);
Seta_Duty(0.5, &EPwm3Regs);
Seta_Duty(0.5, &EPwm4Regs);

GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO1 = 1;
Flag_contr_pot = 0;

for(;;) {
Interface_Usuario();
}

unsigned int pina=0, pinb=0, pinc=0;
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
portA->GPIO15 = 1; //debug

AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1; //Inicia a conversao AD

pina = portA->GPIO2;
pinb = portA->GPIO4;
pinc = portA->GPIO6;
Potencia.estadoVAB = pina-pinb;
Potencia.estadoVBC = pinb-pinc;
Potencia.estadoVCA = pinc-pina;

PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge this interrupt
}

interrupt void adc_isr(void)
{
float tensao_cc = 0;
float potencia;

```

```

    tensao_cc = Const_ADC_Tensao*((int)(AdcRegs.ADCRESULT0>>4)-ADC_Offset[0]);
    corrente_pu = (float) Const_ADC_Corrente*((int)(AdcRegs.ADCRESULT1>>4)-
ADC_Offset[1]); //Vo=Vref/4096*(Vi-2047)
    potencia = corrente_pu * tensao_cc * Potencia.estadoVAB;
    Potencia.FaseA.aux += potencia;
    Potencia.FaseA.j += 1;

    corrente_pu = Const_ADC_Corrente*((int)(AdcRegs.ADCRESULT2>>4)-ADC_Offset[2]);
    potencia = corrente_pu * tensao_cc * Potencia.estadoVBC;
    Potencia.FaseB.aux += potencia;
    Potencia.FaseB.j += 1;

    corrente_pu = Const_ADC_Corrente*((int)(AdcRegs.ADCRESULT3>>4)-ADC_Offset[3]);
    potencia = corrente_pu * tensao_cc * Potencia.estadoVCA;
    Potencia.FaseC.aux += potencia;
    Potencia.FaseC.j += 1;

    IndiceSomaCorrente[0] += 1;
    IndiceSomaCorrente[1] += 1;
    IndiceSomaCorrente[2] += 1;

    EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA =
(Uint16)((float)PER_AMOSTRAGEM/2+0.5*(Potencia.estadoVAB)*PER_AMOSTRAGEM);
//16=65536/4096
    EPwm5Regs.CMPB =
(Uint16)((float)PER_AMOSTRAGEM/2+0.5*(Potencia.estadoVBC)*PER_AMOSTRAGEM);
//16=65536/4096
    EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA =
(Uint16)((float)PER_AMOSTRAGEM/2+0.5*(Potencia.estadoVCA)*PER_AMOSTRAGEM);
//16=65536/4096

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reset SEQ1
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1; // Clear INT SEQ1 bit
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE

    portA->GPIO15 = 0;

    return;
}

//Faz a rotina do PDM
interrupt void epwm1_isr(void)
{
    float fImedia = 0;

    EINT;

    contador_ciclos++;
    if(contador_ciclos >= ciclos_ativos)
    {
        //Parte inativa do pacotao PDM (nã há presença de pulsos de tensao)
        EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
        EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; //Desativa PWM 1, 2 e 3
        EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; //Operacao em livre ressonancia
    }
}

```

```

        //Calcula as defasagens para o próximo período PDM
        //Fim calculo defasagem para o proximo período PDM
    }

    if(contador_ciclos >= total_ciclos)
    {
        //Recomeça o pacote PDM
        contador_ciclos = 0;
        EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
        EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
        EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; //Ativa PWM 1, 2 e 3

        //Cálculo da potencia media e controle
        Potencia.FaseA.Média(&Potencia.FaseA);
        Potencia.FaseB.Média(&Potencia.FaseB);
        Potencia.FaseC.Média(&Potencia.FaseC);

        Controle_Potencias(); //Só funciona qdo o flag: Flag_contr_pot==1
    }

    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1; // Clear INT flag for this timer
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; // Acknowledge this interrupt
}

interrupt void epwm2_isr(void)
{
    // Potencia.FaseB.Média(&Potencia.FaseB);

    /* float corrente;

    asm(" CLRC INTM");

    IndiceSomaCorrente[0] = 0; //Zera o indice da funcao adc_isr();

    if(contador_ciclos >= ciclos_ativos/2)
    {
        corrente = (float) IChaveamento[0] / 3;
        if(corrente < 0.0001) //Se a corrente for negativa está na regio indutiva -> 0k
            //Aumenta_Frequencia(); //Senão incrementa a frequencia até chegar a regio
indutiva

        IChaveamento[0] = 0;
        IndiceSomaCorrente[0] = 0;
    }

    */

    EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT = 1; // Clear INT flag for this timer
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; // Acknowledge this interrupt
}

interrupt void epwm3_isr(void)
{
    // Potencia.FaseB.Média(&Potencia.FaseB);

    //Checa se está operando acima de ressonancia série
    /* float corrente;

```

```

asm(" CLRC INTM");

IndiceSomaCorrente[1] = 0;      //Zera o indice da funcao adc_isr();

if(contador_ciclos >= ciclos_ativos/2)
{
    corrente = (float) IChaveamento[1] / 3;
    if(corrente < 0.0001)      //Se a corrente for negativa está na regioa indutiva -> 0k
        //      Aumenta_Frequencia(); //Senão incrementa a frequencia até chegar a regioa
indutiva
        IChaveamento[1] = 0;
        IndiceSomaCorrente[1] = 0;
    }
    //Fim checagem
*/
    EPwm3Regs.ETCLR.bit.INT = 1;      // Clear INT flag for this timer
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; // Acknowledge this interrupt
}

interrupt void epwm4_isr(void)
{
    //  Potencia.FaseC.Med(&Potencia.FaseC);

    /*  float corrente;

    asm(" CLRC INTM");

    IndiceSomaCorrente[2] = 0;      //Zera o indice da funcao adc_isr();

    if(contador_ciclos >= ciclos_ativos/2)
    {
        corrente = (float) IChaveamento[2] / 3;
        if(corrente < 0.0001)      //Se a corrente for negativa está na regioa indutiva -> 0k
            //      Aumenta_Frequencia(); //Senão incrementa a frequencia até chegar a regioa
indutiva
            IChaveamento[2] = 0;
            IndiceSomaCorrente[2] = 0;
        }
        */
        EPwm4Regs.ETCLR.bit.INT = 1;      // Clear INT flag for this timer
        PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; // Acknowledge this
    }

void Configura_EPwm1()
{
    //PWM da fase A
    EPwm1Regs.TBPRD = PER_PWM;          // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = PER_PWM/2; // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;          // Clear counter

    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;     // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV4;   // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;     //TB_DIV1;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO

```

```

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL D = TB_SHADOW;    //Habilita sombreamento de CMPA
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

    // Setup compare
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = PER_PWM/2;

    // Set actions
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_CLEAR;        // Set PWM1A on Zero
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;

    // Interrupt where we will change the Deadband
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;    // Select INT on Zero event
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;              // Enable INT
    EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;         // Generate INT on 1st event
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;                // Clear INT flag for this timer
}

void Configura_EPwm2()
{
    //PWM da fase B
    EPwm2Regs.TBPRD = PER_PWM;                  // Set timer period
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = Defasagem[0];  // Phase is 0
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;                   // Clear counter

    // Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;     // Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV4;   // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;      //TB_DIV1;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; //Habilita sincronismo
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN;      // Count DOWN on sync
(=120 deg)
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL D = TB_SHADOW;    //Habilita sombreamento de CMPA
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;

    // Setup compare
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = PER_PWM/2;

    // Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_CLEAR;        // Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;

    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

    // Active Low complementary PWMs - setup the deadband
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;

```

```

EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm2Regs.DBRED = EPWMx_DB;
EPwm2Regs.DBFED = EPWMx_DB;

//Configura Trip Zone
EALLOW;
EPwm2Regs.TZSEL.bit.CBC1 = 1; //Tz2 Cicle by cicle
EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO; //Lógica invertida, pois Tz esta depois do
EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO; //modulo de DB q controla a
polaridade.
//EPwm2Regs.TZEINT.bit.CBC = 1; //Habilita Interrupcao Tz1
EDIS;

// Interrupt where we will modify the deadband
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero event
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST; // Generate INT on 3rd event
EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT = 1; // Clear INT flag for this timer
}

void Configura_EPwm3()
{
//PWM da fase C
EPwm3Regs.TBPRD = PER_PWM; // Set timer period
//EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = PER_PWM - Defasagem[1]; // Phase is 0
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = Defasagem[1]; // Phase is 0
EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Disable phase loading
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV4; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; //TB_DIV1;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; //Habilita
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW; //Habilita sombreamento de CMPA
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;

// Setup compare
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = PER_PWM/2;

// Set actions
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Active Low complementary PWMs - setup the deadband
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm3Regs.DBRED = EPWMx_DB;
EPwm3Regs.DBFED = EPWMx_DB;

```

```

//Configura Trip Zone
EALLOW;
EPwm3Regs.TZSEL.bit.CBC2 = 1;           //Tz3 Cicle by cicle
EPwm3Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO; //Lógica invertida, pois Tz esta depois do
EPwm3Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO; //modulo de DB q controla a
polaridade.
//EPwm3Regs.TZEINT.bit.CBC = 1;         //Habilita Interrupcao Tz1
EDIS;

// Interrupt where we will modify the deadband
EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero event
EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;           // Enable INT
EPwm3Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;      // Generate INT on 3rd event
EPwm3Regs.ETCLR.bit.INT = 1;             // Clear INT flag for this timer
}

void Configura_EPwm4()
{
    EPwm4Regs.TBPRD = PER_PWM;           // Set timer period
//EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = PER_PWM - Defasagem[2]; // Phase is 0
EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = Defasagem[2]; // Phase is 0
EPwm4Regs.TBCTR = 0x0000;               // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;     // Disable phase loading
EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV4;   // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;     //TB_DIV1;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PRDLN = TB_SHADOW;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;

// Setup compare
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = PER_PWM/2;

// Set actions
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_CLEAR;      // Set PWM2A on Zero
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;

EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Active Low complementary PWMs - setup the deadband
EPwm4Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm4Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm4Regs.DBRED = EPWMx_DB;
EPwm4Regs.DBFED = EPWMx_DB;

//Configura Trip Zone
EALLOW;
EPwm4Regs.TZSEL.bit.CBC3 = 1;           //Tz3 Cicle by cicle

```

```

    EPwm4Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;           //Lógica invertida, pois Tz esta
depois do
    EPwm4Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;           //modulo de DB q controla a
polaridade.
    //EPwm4Regs.TZEINT.bit.CBC = 1;                 //Habilita Interrupcao Tz1
    EDIS;

    // Interrupt where we will modify the deadband
    EPwm4Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;       // Select INT on Zero event
    EPwm4Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;                  // Enable INT
    EPwm4Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;            // Generate INT on 3rd event
    EPwm4Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
}

void Configura_EPwm5()
{
    //Utilizado como DAC (FaseA e FaseB)
    EPwm5Regs.TBPRD = PER_AMOSTRAGEM;             // Set timer period
    EPwm5Regs.TBCTR = 0x0000;                     // Clear counter

    EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = PER_AMOSTRAGEM/2;
    EPwm5Regs.CMPB = PER_AMOSTRAGEM/2;

    // Setup TBCLK
    EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;    // Count up
    EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;       // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; //TB_DIV1
    EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;     // Ativa sincronismo qdo CTR==0

    // Set actions
    EPwm5Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
    EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
    EPwm5Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
    EPwm5Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;

    EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHADOWMODE = CC_SHADOW;
    EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR = Zero

    // EPwm5Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0x1;           // ePWM4 inicia
conversao AD
    //EPwm5Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_ZERO;    // Inicia convAD qdo periodo==0
    EPwm5Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 0x1;             // Inicia ADC a cada evento (nao a cada 2 ou 3)
    EPwm5Regs.ETSEL.bit.INTEN = 0;                // Desabilita interrupcao do ePWM4
}

void Configura_EPwm6()
{
    //Utilizado como DAC (FaseC)
    EPwm6Regs.TBPRD = PER_AMOSTRAGEM;             // Set timer period
    EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000;                     // Clear counter

    EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = PER_AMOSTRAGEM/2;

    // Setup TBCLK
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;    // Count up
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;       // Clock ratio to SYSCLKOUT

```

```

EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; //TB_DIV1
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN; // Ativa sinc qdo CTR==0

// Set actions
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
// EPwm6Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
// EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;

EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR = Zero

EPwm6Regs.ETSEL.bit.INTEN = 0;
}

void Configura_GPIO()
{
    EALLOW;
    //Configura Tz1..6

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO12 = 0; // Enable pull-up on GPIO12 (TZ1)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO13 = 0; // Enable pull-up on GPIO13 (TZ2)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO14 = 0; // Enable pull-up on GPIO14 (TZ3)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO15 = 0; // Enable pull-up on GPIO15 (TZ4)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO16 = 0; // Enable pull-up on GPIO16 (TZ5)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO17 = 0; // Enable pull-up on GPIO17 (TZ6)
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO12 = 3; // Asynch input GPIO12 (TZ1)
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO13 = 3; // Asynch input GPIO13 (TZ2)
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO14 = 3; // Asynch input GPIO14 (TZ3)
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO15 = 3; // Asynch input GPIO15 (TZ4)
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO16 = 3; // Asynch input GPIO16 (TZ5)
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO17 = 3; // Asynch input GPIO17 (TZ6)

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 1; // Configure GPIO12 as TZ1
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13 = 1; // Configure GPIO13 as TZ2
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 1; // Configure GPIO14 as TZ3
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 1; // Configure GPIO15 as TZ4
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 3; // Configure GPIO16 as TZ5
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO17 = 3; // Configure GPIO17 as TZ6
    //Fim configura Tz1..6

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 1; // Enable pull-up on GPIO1 ePWM
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO58 = 1; // Disaable pullup on GPIO58
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO60 = 1; // Disaable pullup on GPIO60
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO62 = 1; // Disaable pullup on GPIO62
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO63 = 1; // Disaable pullup on GPIO62

    // GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO12 = 3; // asynch input
    // GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO13 = 3; // asynch input

    GpioCtrlRegs.GPBCTRL.bit.QUALPRD3 = 4; //Ts = entrada = QUALPRD3*2*Tsiclkout

    //QUALPRD3 afeta GPIO 56 a 63
    GpioCtrlRegs.GPBQSEL2.bit.GPIO58 = 3; //Amostra o sinal de entrada 6 vezes
    GpioCtrlRegs.GPBQSEL2.bit.GPIO60 = 3; //Amostra o sinal de entrada 6 vezes
    GpioCtrlRegs.GPBQSEL2.bit.GPIO62 = 3; //Amostra o sinal de entrada 6 vezes

```

```

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0; // Configure GPIO1 como I/O //Trip
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 0; // GPIO58 = i/o
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO58 = 0; // GPIO60 = i/o
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO60 = 0; // GPIO62 = i/o
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO62 = 0; // GPIO20 = i/o
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO63 = 0; // GPIO20 = i/o
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO31 = 0; // GPIO31 = i/o
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0; // GPIO34 = i/o

    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; // GPIO58 = output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO15 = 1; // GPIO58 = input
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO58 = 0; // GPIO58 = input
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO60 = 0; // GPIO60 = input
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO62 = 0; // GPIO62 = input
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO63 = 1; // GPIO62 = OUTPUT
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO20 = 1; // GPIO20 = output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 1; // GPIO31 = OUTPUT
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1; // GPIO34 = output
    //GpioDataRegs.GPADAT.bit.

    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO20 = 1; //inicializa pino com zero
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO63 = 1; //inicializa pino com 1
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO1 = 1; //inicializa pino com 1 //Tríp
    EDIS;
}

void Configura_ADC()
{
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0x01; //S/H width in ADC module periods = 2 ADC clocks
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 0x02; // ADC module clock =
    //HSPCLK/(2*ACQ_CKPS) = 100MHz/(2*2) = 25MHz
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0; // ADC clock = HSPCLK/(2*ACQ_CKPS)/(2^CPS)
    //3 ciclos do adclock para amostrar 1 sinal;
    //total = 9 ciclos; 9*(1/adclloc) = 9/12.5MHz = 720ns

    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; // Desabilita conversao permanente
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0; // desabilita amostragem simultanea Ax e Bx
    // AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1; // Enable SOCA from ePWM to start SEQ1
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Enable SEQ1 int a cada (fim de sequencia)
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0; // 1 Cascaded mode (desabilitado==0)

    AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 0x3; // 4 Conversoes SEQ1;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Converte: A0; Resultado: ADCRESULT0
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; // Converte: A1; Resultado: ADCRESULT1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; // Converte: A2; Resultado: ADCRESULT2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; // Converte: A3; Resultado: ADCRESULT3
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
}

void Ajusta_Offset()
{
    long i;
    long temp[] = {0, 0, 0, 0};
}

```

```

    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0xF;
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 0x2;

    AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0; // desabilita amostragem simultanea Ax e Bx
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Enable SEQ1 int a cada (fim de sequencia)
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0; // 1 Cascaded mode (desabilitado==0)
    AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 0x3; // 4 Conversoes SEQ1;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run

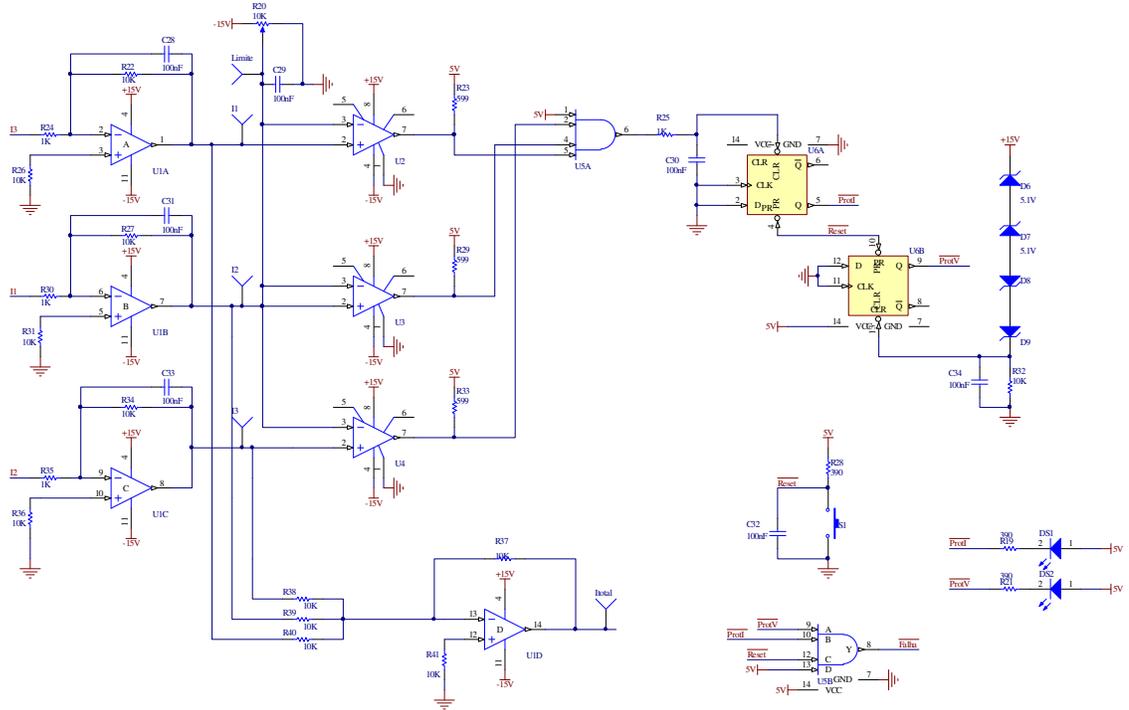
    AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000; // Start SEQ1
    for( i=0; i<100000; i++) {
        while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {} // Wait for interrupt
        AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
        temp[0] += (AdcRegs.ADCRESULT0 >>4);
        temp[1] += (AdcRegs.ADCRESULT1 >>4);
        temp[2] += (AdcRegs.ADCRESULT2 >>4);
        temp[3] += (AdcRegs.ADCRESULT3 >>4);
    }

    for(i=0;i<4;i++)
        ADC_Offset[i] = (UInt16)(temp[i]/100000);
}

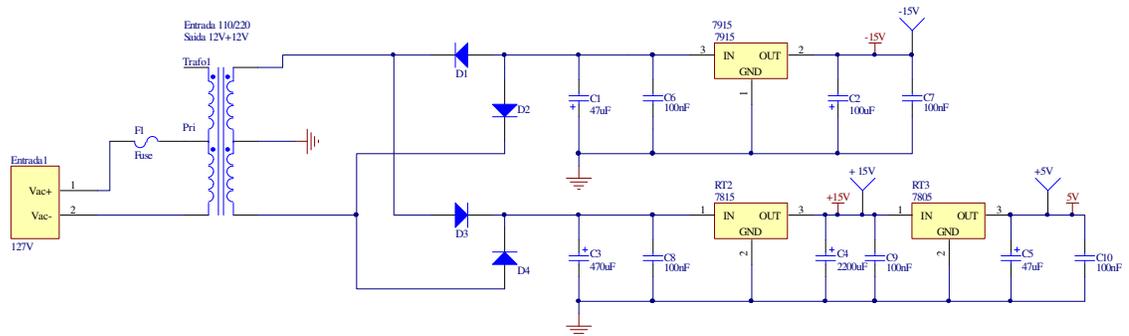
```



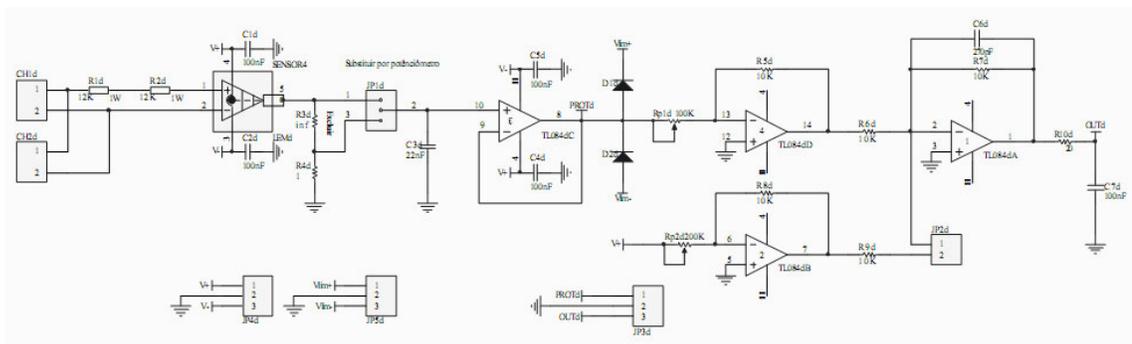
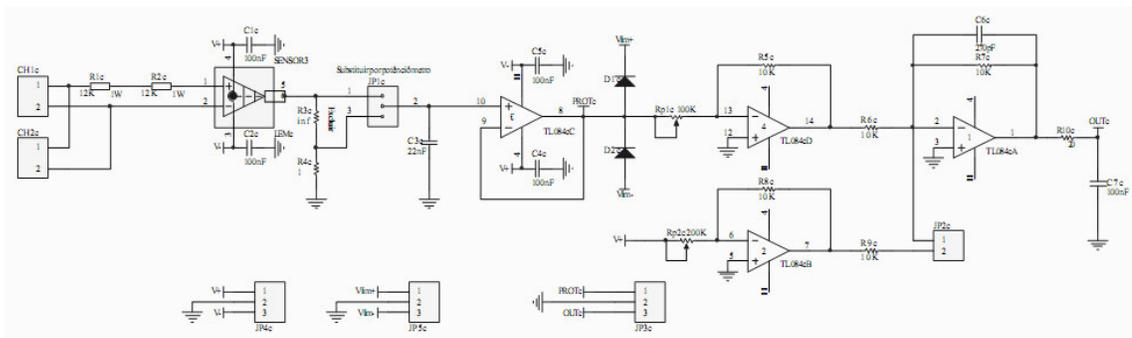
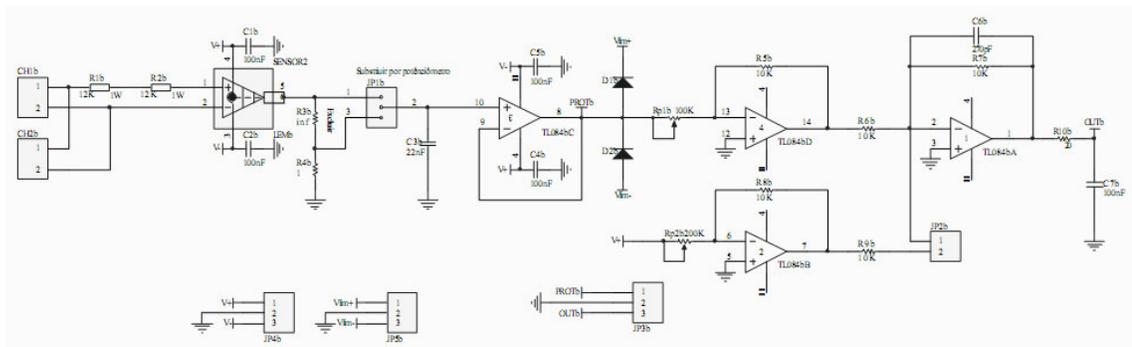
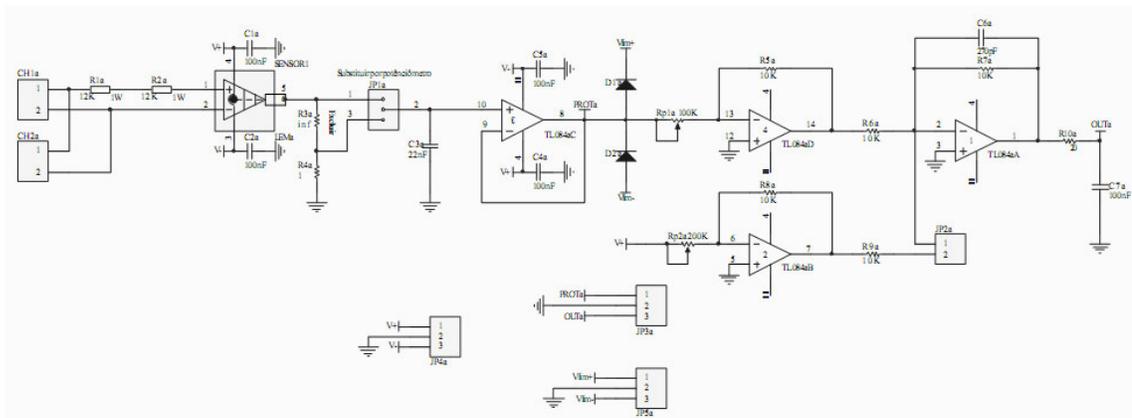
## Circuito de Proteção



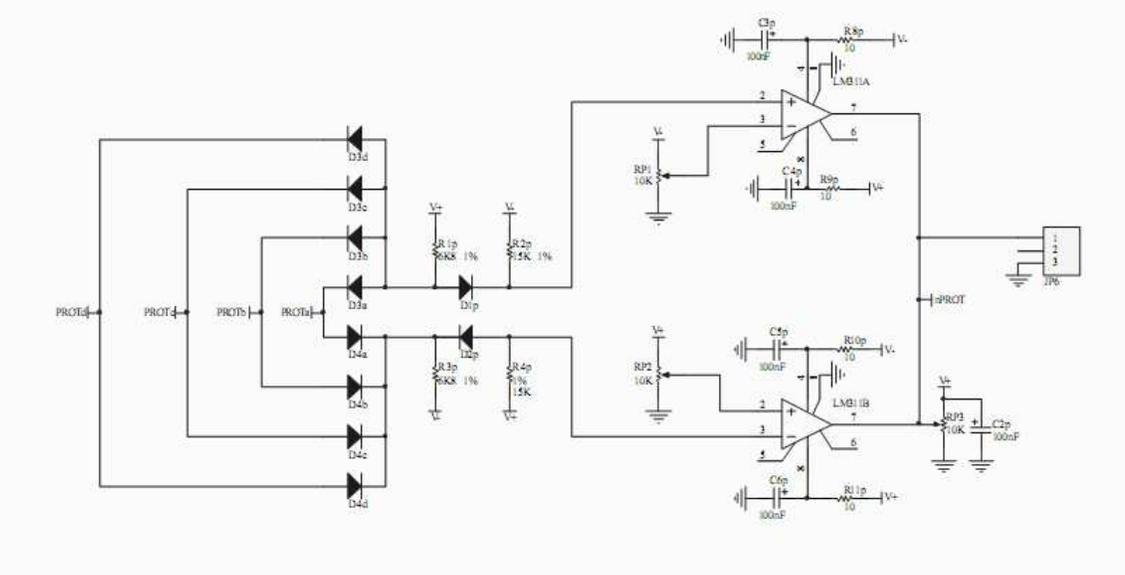
## Fonte de Alimentação dos Circuitos



# Circuitos de Condicionamentos de Sinais



# Circuito de Proteção do Circuito de Condicionamento de Sinais



## Referências

- [1] J. B. d. Souza. Avaliação de métodos para desinfecção de água, empregando cloro, ácido peracético, ozônio e o processo de desinfecção combinado ozônio/cloro. São Carlos: USP, 2006, Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2006.
- [2] E. B. Prestes. Avaliação da eficiência do ozônio como sanitizante em hortaliças folhosas minimamente processadas. UNICAMP, 2007, Tese (Doutorado) - Faculdade de Engenharia de Alimentos, Universidade Estadual de Campinas, Campinas 2007.
- [3] M. Ponce, J. Aguilar, J. Fernandez, E. Beutelspacher, J. M. Calderon and C. Cortes, “Linear and non linear models for ozone generators”, CIEP 2004.
- [4] J. S. Sperandio. Fonte CA ressonante de alta tensão para ozonizadores. Campinas: UNICAMP, 2007, 64 p. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas 2007.
- [5] O. Koudriavtsev, S. Wang, Y. Konishi, and M. Nakaoka, “A novel pulse-density-modulated high-frequency inverter for silent-discharge-type ozonizer”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, No 2, March/April 2002.
- [6] J. M. Alonso, J. C. Cardesín, E. L. Corominas and M. R. Secades, “Low Power High-Voltage High-Frequency Power Supply for Ozone Generation”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 2, April 2004.
- [7] J. Alonso, J. Garcia, A. Calleja, J. Ribas, and J. Cardesin, “Analysis, design, and experimentation of a high-voltage power supply for ozone generation based on current-fed parallel-resonant push-pull inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1364–1372, Sept.-Oct. 2005.
- [8] C. Ordiz, J. M. Alonse, M. A. Dalla Costa, J. Ribas and A. J. Calleja, “Development of a high-voltage closed-loop Power supply for ozone generation”, IEEE Transactions, Sept 2008, p. 1861-1867.
- [9] Y. Feng, Y. Konishi, S. Wang, Y. Wang, E. Chu, O. Koudriavtsev, and M. Nakaoka, “Next generation current-source soft-switched PDM and PWM hybrid mode inverter for silent discharge ozone generating tube drive”, Power Electronics and Motion Control Conference,

2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International, vol. 1, 15-18 Aug. 2000, pp. 312–317 vol.1.
- [10] Y. Wang, Y. Feng, O. Koudriavtsev, S. Moisseev, Y. Konishi, and M. Nakaoka, “Pulse density modulated soft switching high frequency parallel load resonant current-source inverter with a single auxiliary ac-tive resonant snubber”, in Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on, vol. 2, 22-25 Oct. 2001, pp. 657–662 vol.2.
- [11] H. Fujita and H. Akagi, “Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes”, [http://escholarship.lib.okayama-u.ac.jp/electrical\\_engineering/19](http://escholarship.lib.okayama-u.ac.jp/electrical_engineering/19).
- [12] H. W. Ahn , H. G. Joo, and M. J.Youn, “Improved pulse density modulation for high-frequency series resonant inverter with transformer-coupled load”, *Int. J. Electronics*, 1998, Vol. 84, No. 1, 1997.
- [13] S. Wang, M. Nakaoka, and Y. Konishi, “DSP-based PDM and PWM type voltage-fed load-resonant inverter with high-voltage transformer for silent discharge ozonizer”, in Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol. 1, 17-22 May 1998, pp. 159–164 vol.1.
- [14] H. Yushui, W. Liqiao, X. Yu and Z. Zhongchao, “Load resonant type power supply of the ozonizer based on a closed-loop control strategy”, *IEE* 2004.
- [15] P. Hothongkham and V. Kinnares, “Analysis and Modelling of an Ozone Generator Using a Phase-Shift PWM Full Bridge Inverter”, *International Conference on Robotics and Biomimetics*, Bangkok, Thailand, February 21-26, 2009, p. 1919-1624.
- [16] H. Wook Ahn, B. R.Jo and M. J. Youn, “Improved performance current regulated delta modulator in series resonant inverter for induction heating application”, *IEEE*, 1993.
- [17] B. Langlais, D. A. Reckhow, D. R. Brank, *Ozone in Water Treatment. Application and Engineering*, 1st Edition, Lewis Publishers, April 1991, 569 p.
- [18] D. Chalmers, R.C. Baird and T. Kelly, “Control of an ozone generator – theory and practice”, *Meas. Sci. Technol*, 9th ed, 1998, p. 983-988.
- [19] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*, Wiley Inter-Science, 2003. 724 p.

- [20] L. F. Encarnação, E. L. van Emmerik and M. Aredes, “Optimized nineteen multilevel DSTATCOM for medium voltage systems” IET Journal of Power Electronics, 15 December of 2008.
- [21] H. Calleja and J. Pacheco, “Frequency spectra of pulse-density modulated waveforms”, CIEP 2000, Acapulco, Mexico, October 2000.
- [22] J. A. Pomilio, “Apostila sobre fontes chaveadas”,  
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/fontchav.html>
- [23] L. Bolduc, A. Gaudreau and A. Dutil, “Saturation time of transformers under dc excitation”, Elsevier Electric Power Systems Research 56 (2000) 95–102.
- [24] L.G. Meares and C. E. Hymowitz, "SPICE models for power electronics".
- [25] K. Ogata. Engenharia de controle moderno, 4ª edição, Prentice-Hall, 2003.
- [26] S. W. Smith. The Scientist & Engineer's Guide to Digital Signal Processing.  
<http://www.dspguide.com/>
- [27] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power electronics: converters, applications, and design, 3rd ed. John Wiley & Sons Inc., 2003.
- [28] P. Mattavelli and S. Buso. Digital control in power electronics. 1st ed. Morgan & Claypool Publishers.